

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**OPTIMIZACIÓN DEL DISEÑO DE UN ARRAY DE
RANURAS ALIMENTADO MEDIANTE GUIA SIW Y
POLARIZACIÓN DUAL**

**José Antonio Torre Albarsanz
Tutor: José Luis Masa Campos**

Enero 2016

OPTIMIZACIÓN DEL DISEÑO DE UN ARRAY DE RANURAS ALIMENTADO MEDIANTE GUIA SIW Y POLARIZACIÓN DUAL

**AUTOR: José Antonio Torre Albarsanz
TUTOR: José Luis Masa Campos**

**Grupo de Radiofrecuencia, Antenas, Circuitos y Sistemas
Dpto. de Tecnologías Electrónicas y de Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Enero de 2016**

Resumen

Este Trabajo Fin de Grado consiste en la optimización de un array lineal de ranuras alimentado por guía de onda rellena de dieléctrico con polarización dual en banda Ku implementado en el TFG de Sergio Sánchez [1].

Para este proyecto, se partirá de un array inicial implementado en su predecesor, el cual se alimentará por guía de onda a 17GHz, rellena mediante placas de sustrato *RF35 Taconic* ($\epsilon_r=3.5$) apiladas y utilizando como elemento radiante dos ranuras en cruz con el fin de que cada ranura excite un modo degenerado de la guía distinto.

Para la optimización del array, se utilizará un sistema de compensación de acoplos de campo eléctrico entre elementos del array, usando sectores de 7 elementos, y redimensionando las dimensiones de las ranuras para los coeficientes de acoplo así como las distancias entre elementos para el desfase, con el fin de llegar a un diagrama de radiación lo más semejante posible al diagrama teórico para una alimentación taper tipo Taylor a -28dB.

Durante la optimización se prestará especial atención al desfase entre elementos, lo cual se ignoró en TFGs anteriores, donde se implementará un sistema de desplazamiento de la ranura transversal frente a la longitudinal, y así aproximarnos más al desfase teórico.

Finalmente, las dimensiones obtenidas durante el proceso de optimización se aplicaran en el array completo, en el cual se pretende mejorar la precisión de los resultados.

Palabras clave

Array lineal, ranuras, acoplos, RF35 Taconic, diagrama de radiación, alimentación tipo taper, polarización dual, guía de onda cuadrada, modelo de compensación de campo eléctrico cercano, desfase entre elementos, factor de array, parámetros S, antena.

Abstract

This Bachelor Thesis consist in optimization of a slotted linear array on a waveguide filled with dielectric, which allows a dual polarization of Ku band, implemented in Sergio Sánchez's TFG.

This project will be based in the initial array, which was implemented in its predecessor. This array will be feed by a waveguide filled with stacked substrate *RF35 Taconic* ($\epsilon_r=3.5$) and the radiating element will be two slotted on cross, each slot exited each degenerate mode.

Next, for the array's optimization, a compensation coupling system will be used. In this method, resize the dimensions of the slots for the coupling coefficients and the distance between elements for the gap. The optimization goal is to get a real diagram like a theory diagram for a power taper type Taylor to -28dB.

In this optimization, the gap between elements is very important, so it will be implemented a system where the transversal slot will be displaced, and to get the theoretical phase value.

In conclusion, the dimensions obtained in the optimization process will be set in the full array, for to get better the precision of the result.

Keywords

Linear array, slots, coupling, RF35 Taconic, radiation diagram, power taper, dual polarization, square waveguide, radiated near-field compensation model, gap between elements, array factor, S parameter, antenna.

Agradecimientos

Quiero agradecer a todos los profesores que me han ayudado a llegar hasta aquí. En especial agradeceré a mi tutor y profesor José Luis Masa, a mis amigos de la carrera y sobre todo a mi familia y a Claudia que siempre me han apoyado con todo.

Muchas Gracias.

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	1
2	Estado del arte	2
2.1	Fundamentos de las antenas	2
2.1.1	Concepto de antena.....	2
2.2	Parámetros de antenas de transmisión.....	2
2.2.1	Impedancia de entrada	2
2.2.2	Parámetros de dispersión o parámetros S	3
2.2.3	Parámetros del diagrama de radiación.....	4
2.3	Guía de onda.....	5
2.3.1	Definición	5
2.3.2	Modos de transmisión.....	6
2.4	Elemento radiante	7
2.4.1	Ranuras	7
2.5	Array – Agrupaciones de antenas	8
2.5.1	Array lineal	8
3	Diseño de Antena	10
3.1	Introducción.....	10
3.1.1	Diseño del elemento unitario	10
3.1.1.1	Diseño de la estructura	10
3.1.2	Estudio de acoplamiento de la ranura.....	11
3.2	Diseño del Array.....	14
3.2.1	Ley de alimentación.....	14
3.2.2	Coeficientes de acoplo del array.....	17
3.2.3	Diseño 1: Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplos.....	18
4	Reajuste de la antena	23
4.1	Introducción.....	23
4.2	Análisis de la estructura sectorialmente	23
4.3	Diseño 2: Ajuste de fase entre elementos.....	24
4.4	Diseño 3: Ajuste de fase con elementos centrados.....	29
4.5	Diseño 4: Redimensionamiento del elemento radiante	31
4.6	Diseño 5: Reajuste final de acoplos y desfase entre elementos.....	34
5	Conclusiones y trabajo futuro.....	38
5.1	Conclusiones.....	38
5.2	Trabajo futuro	39
	Referencias	40
	Anexos.....	I
A.	Tipos de antenas	I
B.	Diagrama de Radiación	II
C.	Bandas de frecuencias	IV
D.	Conceptos previos sobre antenas.....	V
a.	Ángulo sólido.	V
b.	Intensidad de radiación.....	V
c.	Ganancia directiva y directividad	V
d.	Ganancia de potencia.....	VI

e.	Eficiencia	VI
f.	Polarización	VI
E.	Diseño y caracterización.....	VIII
a.	Diseño de la guía de onda.....	VIII
b.	Alimentación por onda progresiva	IX
F.	Tablas	X
G.	Diagramas de radiación teóricos.....	XIII
H.	Modelo con ranuras intercaladas	XV

INDICE DE FIGURAS

ILUSTRACIÓN 2.1 PARÁMETROS S: ONDAS INCIDENTE Y REFLEJADA.....	3
ILUSTRACIÓN 2.2 PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN.....	5
ILUSTRACIÓN 2.3 GUÍA DE ONDA	5
ILUSTRACIÓN 2.4 GUÍA DE ONDA CUADRADA - CARTA DE MODOS.	6
ILUSTRACIÓN 2.5 RANURAS SOBRE GUÍA DE ONDA	7
ILUSTRACIÓN 2.6 RANURAS SOBRE GUÍA DE ONDA Y LÍNEAS DE CORRIENTE	7
ILUSTRACIÓN 2.7 ARRAY LINEAL EQUIESPACIADO DE N ELEMENTOS.....	8
ILUSTRACIÓN 2.8 LEYES DE ALIMENTACIÓN TIPO TAPER	9
ILUSTRACIÓN 3.1 LÍNEAS DE CORRIENTE DE LOS MODOS TE ₁₀ Y TE ₀₁	10
ILUSTRACIÓN 3.2 ELEMENTO UNITARIO.....	11
ILUSTRACIÓN 3.3 MODELO DE ANÁLISIS DE DOS PUERTOS	11
ILUSTRACIÓN 3.4 PARÁMETRO DE ACOPLAMIENTO C_k	13
ILUSTRACIÓN 3.5 DIFERENCIA DE FASES ENTRE UNA DISTANCIA Y SU ANTERIOR MEDIANTE PARÁMETROS S O MONITOR DE CAMPO (E_i).....	13
ILUSTRACIÓN 3.6 FASE ABSOLUTA DE LAS RANURAS EN FUNCIÓN DE SU LONGITUD.....	14
ILUSTRACIÓN 3.7 FACTOR DE ARRAY TEÓRICO	16
ILUSTRACIÓN 3.8 ARRAY DE 24 ELEMENTOS SIN AJUSTE DE FASE Y COMPENSACIÓN DE ACOPLS	19
ILUSTRACIÓN 3.9 PARÁMETROS S DEL ARRAY COMPLETO SIN COMPENSACIÓN DE ACOPLS	19
ILUSTRACIÓN 3.10 MÓDULO DE A_N TEÓRICOS VS SIMULADOS	20
ILUSTRACIÓN 3.11 DIFERENCIA DE FASE DE LOS A_N TEÓRICO VS SIMULADOS	20
ILUSTRACIÓN 3.12 COEFICIENTES DE ACOPLAMIENTO DEL ARRAY SIN COMPENSACIÓN DE ACOPLS	21
ILUSTRACIÓN 3.13 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN.....	21
ILUSTRACIÓN 4.1 DISTANCIA ENTRE ELEMENTOS	24
ILUSTRACIÓN 4.2 DESCENTRAMIENTO DE RANURA TRANSVERSAL.....	24

ILUSTRACIÓN 4.3 FASES Y MÓDULOS DE AMBOS MODOS EN FUNCIÓN DEL DESPLAZAMIENTO DE LA RANURA TRANSVERSAL	25
ILUSTRACIÓN 4.4 FASES INICIALES (DISEÑO 1) VS FASES COMPENSADAS (DISEÑO 2)	26
ILUSTRACIÓN 4.5 COMPARATIVA DE LOS A_N CON COMPENSACIÓN (DISEÑO 2) Y SIN COMPENSACIÓN (DISEÑO 1)	27
ILUSTRACIÓN 4.6 COEFICIENTES C_k DESPUÉS DEL AJUSTE DE FASE – DISEÑO 2	27
ILUSTRACIÓN 4.7 SECTOR DEL ELEMENTO 7 AL 13	28
ILUSTRACIÓN 4.8 DIAGRAMA DE RADIACIÓN INICIAL VS COMPENSADO	28
ILUSTRACIÓN 4.9 COMPARACIÓN COEFICIENTES A_N	29
ILUSTRACIÓN 4.10 COEFICIENTES C_k PARA DISEÑO 3	29
ILUSTRACIÓN 4.11 COMPARATIVA DE FASES DE LA ESTRUCTURA PARA EL DISEÑO 2 VS DISEÑO 330	
ILUSTRACIÓN 4.12 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL MODO TE01 – DISEÑO 3	30
ILUSTRACIÓN 4.13 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL MODO TE10 – DISEÑO 3	31
ILUSTRACIÓN 4.14 COMPARATIVA COEFICIENTES C_k DEL DISEÑO 4	32
ILUSTRACIÓN 4.15 COMPARATIVA COEFICIENTES A_N CON COMPENSACIÓN DE ACOPLS	32
ILUSTRACIÓN 4.16 COMPARATIVA DESFASE ENTRE ELEMENTOS CON COMPENSACIÓN DE ACOPLS	33
ILUSTRACIÓN 4.17 DIAGRAMA RADIACIÓN TE10 CON COMPENSACIÓN DE ACOPLS	33
ILUSTRACIÓN 4.18 DIAGRAMA RADIACIÓN TE01 CON COMPENSACIÓN DE ACOPLS	34
ILUSTRACIÓN 4.19 COEFICIENTES A_N FINALES	35
ILUSTRACIÓN 4.20 FASES DE LA ESTRUCTURA FINAL	35
ILUSTRACIÓN 4.21 COEFICIENTES C_k FINALES	36
ILUSTRACIÓN 4.22 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ESTRUCTURA FINAL – DISEÑO 5	36
ILUSTRACIÓN 4.23 FACTOR DE ARRAY PARA MODO TE01 AUMENTANDO 4° EN LA FASE	37
ILUSTRACIÓN 0.1 DIAGRAMA DE RADIACIÓN – COORDENADAS ESFÉRICAS	II
ILUSTRACIÓN 0.2 REPRESENTACIÓN DIAGRAMAS DE RADIACIÓN	II
ILUSTRACIÓN 0.3 ANTENA DE BOCINA	III
ILUSTRACIÓN 0.4 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN – TIPOS DE COORDENADAS 2D.	III

ILUSTRACIÓN 0.5 ÁNGULO SÓLIDO.	V
ILUSTRACIÓN 0.6 POLARIZACIÓN.....	VII
ILUSTRACIÓN 0.7 PARÁMETROS DE LA GUÍA DE ONDA	VIII
ILUSTRACIÓN 0.8 CARTA DE MODOS DE NUESTRA GUÍA DE ONDA	VIII
ILUSTRACIÓN 0.9 ALIMENTACIÓN POR ONDA PROGRESIVA.....	IX
ILUSTRACIÓN 0.10 FACTOR DE ARRAY TEÓRICO PARA $D=3\lambda_g/4$	XIII
ILUSTRACIÓN 0.11 FACTOR DE ARRAY INICIAL VS FACTOR DE ARRAY CON LAS DISTANCIAS COMPENSADAS.....	XIII
ILUSTRACIÓN 0.12 FACTOR DE ARRAY INICIAL VS SIN DESCENTRAMIENTOS	XIV
ILUSTRACIÓN 0.13 FACTOR DE ARRAY INICIAL VS FINAL	XIV
ILUSTRACIÓN 0.14 DISEÑO CON RANURAS INTERCALADAS	XV

INDICE DE TABLAS

TABLA 2.1 DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS S	4
TABLA 3.1 LEY DE ALIMENTACIÓN DE TAYLOR A -28 DB	16
TABLA 3.2 PARÁMETRO C_k DE CADA ELEMENTO EN FUNCIÓN DE “T”	18
TABLA 0.1 DIVISIÓN POR DÉCADAS.	IV
TABLA 0.2 DIVISIÓN EN MICROONDAS.	IV
TABLA 0.3 LONGITUDES Y COEFICIENTES DE ACOPLLO SIN COMPENSACIÓN DE ACOPLLOS	X
TABLA 0.4 DISTANCIAS ENTRE ELEMENTOS CON COMPENSACIÓN DE FASES	XI
TABLA 0.5 NUEVAS DIMENSIONES DE RANURAS Y COEFICIENTES C_k EN EL ARRAY COMPLETO.....	XII

INDICE DE ECUACIONES

ECUACIÓN 2.1. IMPEDANCIA DE ENTRADA DE LA ANTENA	2
ECUACIÓN 2.2. IMPEDANCIA COMPLEJA DE LA ANTENA – RESISTENCIA Y REACTANCIA	2
ECUACIÓN 2.3. IMPEDANCIA DE ANTENA – DEFINICIÓN DE RESISTENCIA R_A	2
ECUACIÓN 2.4. POTENCIA RADIADA POR LA ANTENA	3
ECUACIÓN 2.5. POTENCIA DISIPADA EN FORMA DE CALOR.....	3
ECUACIÓN 2.6 MATRIZ PARÁMETROS S	4
ECUACIÓN 2.7 SISTEMA DE ECUACIONES PARÁMETROS S	4
ECUACIÓN 2.8 PARÁMETRO S_{ji}	4
ECUACIÓN 2.9 FRECUENCIA DE CORTE	6
ECUACIÓN 2.10 LONGITUD DE ONDA EN LA GUÍA.....	7
ECUACIÓN 3.1 PRINCIPIO DE POTENCIA EN UN CIRCUITO DE DOS PUERTOS SIN PÉRDIDAS	12
ECUACIÓN 3.2 PARÁMETRO DE ACOPLAMIENTO C_k	12
ECUACIÓN 3.3 FASE DE ARRAY BROADSIDE.....	15
ECUACIÓN 3.4 REFLEXIÓN POR PEQUEÑA SEÑAL.....	15
ECUACIÓN 3.5 DISTANCIA ENTRE ELEMENTOS	15
ECUACIÓN 3.6 PARÁMETRO DE ACOPLAMIENTO O C_k	17
ECUACIÓN 3.7 POTENCIA RESIDUAL DE LA ANTENA.....	19
ECUACIÓN 0.1 ÁNGULO SÓLIDO.....	V
ECUACIÓN 0.2 INTENSIDAD DE RADIACIÓN.....	V
ECUACIÓN 0.3 VECTOR DE POYNTING	V
ECUACIÓN 0.4 INTENSIDAD DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA ISOTRÓPICA	VI
ECUACIÓN 0.5 GANANCIA DIRECTIVA	VI
ECUACIÓN 0.6 DIRECTIVIDAD	VI
ECUACIÓN 0.7 GANANCIA DE POTENCIA.....	VI
ECUACIÓN 0.8 EFICIENCIA	VI

ECUACIÓN 0.9 RELACIÓN AXIAL.....	VII
ECUACIÓN 0.10 ALIMENTACIÓN POR ONDA PROGRESIVA.....	IX

1 Introducción

Esta memoria recoge el trabajo de fin de grado “*Optimización del diseño de un array de ranuras alimentado mediante guía SIW y polarización dual*”. Consiste en la mejora y optimización de un diseño de una agrupación de antenas de ranuras, trabajando a una frecuencia central de 17GHz. Esta primera parte trata acerca de la motivación de este trabajo y los objetivos establecidos así como la organización de la memoria.

1.1 Motivación

Esta memoria de TFG se centra en el diseño, y especialmente en la optimización de un array de ranuras alimentado mediante guía SIW y polarización dual. En TFGs anteriores ya se realizaron varios diseños de arrays de ranuras sobre guía de onda donde no se tuvo en cuenta el desfase entre elementos, y por lo tanto no se conseguían buenos apuntamientos del haz principal así como una buena anchura de haz.

Por ello, en este TFG, se intenta buscar un método adecuado para optimizar el desfase entre elementos y así mejorar la antena completa, manteniendo los parámetros de antena determinados en su predecesor.

1.2 Objetivos

- Diseño de un método de optimización para el desfase entre elementos que sea capaz de conseguir un desfase aproximado a 90° en ambos modos.
- Aplicación del método de compensación de acoplos por partes, mejorando los resultados de su predecesor tanto para acoplos de cada ranura como fases.
- Optimización de un array lineal de ranuras sobre guía de onda rellena de sustrato.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- En el capítulo 2 introduce el estado del arte, donde se dan a conocer los aspectos básicos sobre antenas, haciendo especial hincapié sobre las ranuras y las guías de onda.
- El capítulo 3 trata el diseño de la antena, para el cual se parte de los parámetros de diseño definidos en su predecesor, y se caracteriza el elemento radiante del array.
- En el capítulo 4 se desarrolla el método implementado en sus predecesores, usando una sectorización de 7 elementos. Además se caracteriza el comportamiento de ambos modos en fase y modulo para el desplazamiento de la ranura transversal sobre la longitudinal.
- El capítulo 5 recoge las conclusiones del TFG y abre futuras líneas de trabajo para una posible mejora de la antena.

2 Estado del arte

2.1 Fundamentos de las antenas

2.1.1 Concepto de antena

El IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) define el término antena como aquel dispositivo “metálico” que en un sistema transmisor o receptor, es capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio [1].

Una antena tiene como objetivo radiar la potencia suministrada siempre en una dirección adecuada, consiguiendo un rendimiento de radiación óptimo. Para ello debe estar bien adaptada a la línea de transmisión que se conecta.

En este TFG solo se usará *Arrays de antenas*, que son agrupaciones de cualquier tipo de elementos radiantes (dipolos, parches, ranuras...), lo cual conlleva una mejora de la directividad de la antena y por ello un aumento de la ganancia con respecto al elemento unitario. La red de alimentación conecta todos los elementos entre sí y por ello adquiere una gran importancia en los diseños.

2.2 Parámetros de antenas de transmisión.

2.2.1 Impedancia de entrada

Relación existente entre la tensión y corriente en los terminales de la antena. Determina cuanta tensión debe aplicar un generador para que se produzca una corriente determinada, y por ello cuanta potencia es capaz de radiar la antena [2].

$$Z_{in,a} = \frac{V_{in,a}}{I_{in,a}}$$

Ecuación 2.1. Impedancia de entrada de la antena

Esta impedancia es un número complejo. Por ello, sabiendo que a la parte real se le llama *resistencia* (R_a) y a la parte imaginaria *reactancia* (X_a), puede definirse como:

$$Z_a = R_a(\omega) + j \cdot X_a(\omega)$$

Ecuación 2.2. Impedancia compleja de la antena – Resistencia y Reactancia

Ambas componentes dependen de la frecuencia. Para el diseño de una antena se busca que la parte imaginaria (*Reactancia*) sea nula a una frecuencia ($X_a(\omega_0) = 0$). En ese caso se dice que la antena es resonante a dicha frecuencia (ω_0).

Por otra parte, la parte real o *Resistencia* se puede descomponer como la suma de *Resistencia de radiación* (R_r) y la *Resistencia de pérdidas* (R_L).

$$R_a(\omega) = R_r + R_L$$

Ecuación 2.3. Impedancia de antena – Definición de Resistencia R_a

De esta forma, se podría averiguar cuanta potencia recibida en la antena se radia (P_a) y cuanta se disipa en forma de calor (P_L).

$$P_r = \frac{1}{2} \cdot |I_{in,a}|^2 \cdot R_r$$

Ecuación 2.4. Potencia radiada por la antena

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot |I_{in,a}|^2 \cdot R_L$$

Ecuación 2.5. Potencia disipada en forma de calor

2.2.2 Parámetros de dispersión o parámetros S

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar de diferentes formas, por ejemplo como matrices de impedancias (Z) o matrices de admitancias (Y). Estos métodos de caracterizar los circuitos, relacionan magnitudes de tensión y corriente colocando o bien circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos. En circuitos de microondas estas caracterizaciones son muy difícil de conseguir, por ello el método usado para caracterizar este tipo de circuitos es mediante los *parámetros de dispersión* o *parámetros S* [3][4].

Los *parámetros de dispersión* o *parámetros S* describen el comportamiento de cualquier red eléctrica en función de los niveles de las ondas de tensión y corriente que se perciben en los terminales de dicha red. Cada terminal tiene dos puertos, donde hay que definir la onda de tensión incidente y la onda de tensión reflejada, ambas normalizadas [Ilustración 2.1]

- La onda potencia entrante al puerto i o “ a_i ” se define como la onda que entra al circuito en un terminal ($a_i = \frac{V_i + Z_{ref} i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}}$ si $Z_{ref} = Z_{0i}$ entonces estas ondas de potencia se llaman ondas no generalizadas).
- La onda reflejada “ b_i ” se define como la onda que sale del circuito en un terminal ($b_i = \frac{V_i - Z_{ref} i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}}$ si $Z_{ref} = Z_{0i}$ entonces estas ondas de potencia se llaman ondas no generalizadas)



Ilustración 2.1 Parámetros S: Ondas incidente y reflejada.

La matriz de *Parámetros S* se encarga de relacionar las ondas incidentes y las ondas reflejadas de la red eléctrica. Así pues, para cualquier red de 2 terminales [Ilustración 2.1], la matriz es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Ecuación 2.6 Matriz parámetros S

Que pasando la matriz a ecuaciones obtenemos:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}$$

Ecuación 2.7 Sistema de ecuaciones parámetros S

De esta forma, si se quiere calcular el parámetro S_{ji} , hay que cargar cada terminal de la red con su impedancia característica, salvo el terminal i -ésimo, en que se tendrá que producir una onda incidente a_i con un generador, haciendo el resto de ondas incidentes nulas.

$$S_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0} \quad (\forall k \neq i)$$

Ecuación 2.8 Parámetro S_{ji}

Quedando definidos los **parámetros S** de un cuadripolo de la siguiente forma:

Parámetros S	Nombre	Descripción	Fórmula
S_{11}	Reflexión a la entrada	Señal reflejada en el terminal 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1	$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Señal que llega al terminal 1 cuando la red se alimenta por el terminal 2	$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	Señal que llega al terminal 2 cuando la red se alimenta por el terminal 1	$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	Señal que se refleja en el terminal 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2	$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

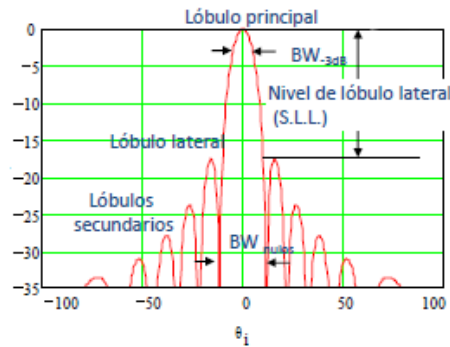
Tabla 2.1 Descripción de parámetros S

2.2.3 Parámetros del diagrama de radiación

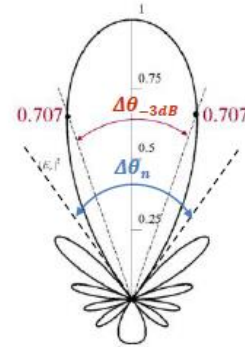
Una vez se ha representado el diagrama de radiación (Ver definición de Diagrama de radiación en Anexo B Diagrama de Radiación), hay que tener en cuenta una serie de parámetros muy importantes [5]:

- **Lóbulo:** Porción del diagrama delimitada por regiones de radiación más débil.

- **Lóbulo principal:** Contiene la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulos secundarios:** Lóbulos distintos del principal.
- **Lóbulos laterales:** Lóbulos secundarios adyacentes al principal.
- **Lóbulo posterior:** Lóbulo situado a 180° respecto del principal aprox.
- **Nivel de lóbulos secundarios (SLL):** relación entre el nivel del lóbulo principal y los lóbulos laterales.
- **Ancho de haz a -3dB:** Intervalo angular entre puntos de densidad de potencia mitad del lóbulo principal.



a) Diagrama de radiación en cartesianas.



b) Diagrama normalizado de campo.

Ilustración 2.2 Parámetros del diagrama de radiación.

2.3 Guía de onda

En este apartado se dará una pequeña visión sobre la guía de onda [4], centrándose especialmente en la guía de onda cuadrada, ya que será la utilizada a lo largo de este Trabajo de Fin de Grado.

2.3.1 Definición

Una guía de onda es un medio de transmisión formado por una estructura de naturaleza metálica que encierra en su interior un material dieléctrico [Ilustración 2.3]. La guía de onda es uno de los medios de transmisión con menores pérdidas que existen, ya que se reduce considerablemente la disipación de potencia, y por eso es común su uso para transportar señales de alta frecuencia.

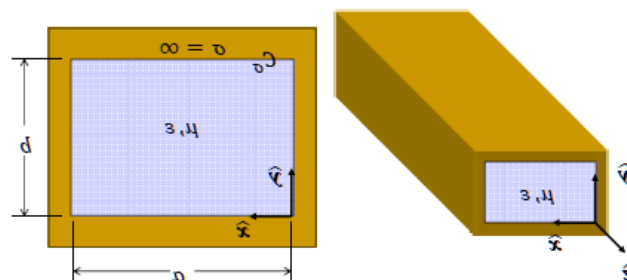


Ilustración 2.3 Guía de onda

2.3.2 Modos de transmisión

Las señales que se propagan a través de la guía de onda pueden hacerlo en distintos modos de transmisión, dependiendo de la frecuencia de excitación. Dichos modos surgen de la solución de las ecuaciones de Maxwell, existiendo cuatro grupos en función de la componente vectorial en la dirección de propagación:

- **Modo transversal eléctrico (TE):** la componente de campo eléctrico en la dirección de propagación es nula.
- **Modo transversal magnético (TM):** la componente de campo magnético en la dirección de propagación es nula.
- **Modo transversal electromagnético (TEM):** las componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación son nulas.
- **Modos híbridos:** existe componente de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

De estos modos, solo se propagaran los modos cuya frecuencia de corte sea inferior a la frecuencia de excitación de la señal. Cualquier modo con frecuencia superior a la de la señal de excitación será atenuado muy rápidamente. Para una guía de onda cuadrada, la cual estudiaremos durante este TFG, tendrá la siguiente carta de modos:

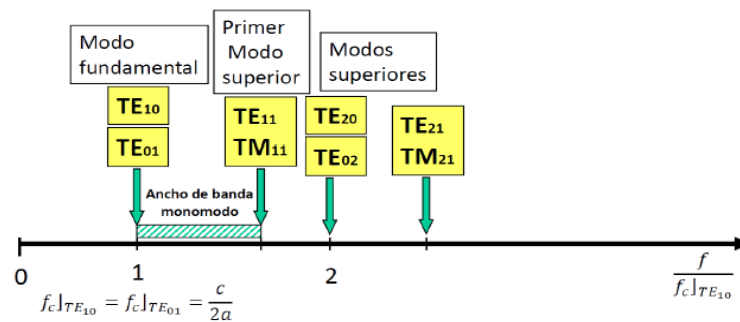


Ilustración 2.4 Guía de onda cuadrada - Carta de modos.

A través de la siguiente ecuación podemos calcular la frecuencia de corte de cada modo que se transmite a través de la guía de onda:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

Ecuación 2.9 Frecuencia de corte

Así mismo, a partir de la frecuencia de corte podemos calcular la longitud de onda de cada modo dentro de la guía:

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f}\right)^2}}$$

Ecuación 2.10 Longitud de onda en la guía

2.4 Elemento radiante

Actualmente existen muchos tipos de elementos radiantes, con infinitud de formas. Este TFG se centrará únicamente en ranuras sobre guía de onda [5]. La ventaja de este tipo de antenas viene en la facilidad que tienen para fabricarse, especialmente porque estas antenas se diseñan sobre la superficie sobre las que van a ir montadas, siendo de gran utilidad en el diseño de aeronaves.

2.4.1 Ranuras

Se denomina una **ranura** a un corte en un conductor metálico, por el cual la señal se escapa en forma de radiación [2].

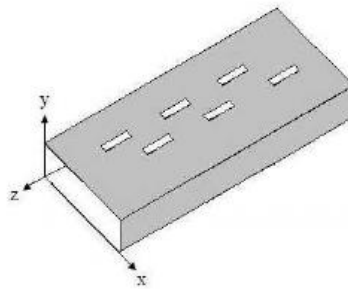


Ilustración 2.5 Ranuras sobre guía de onda

Para la excitación de este elemento radiante, una corriente debe atravesarlo. Una ranura acoplará más potencia cuanto más perpendicular sea su dimensión mayor a las líneas de corriente que la cortan. En cambio, si la ranura es totalmente paralela a las líneas de corriente, esta puede llegar a no radiar nada.

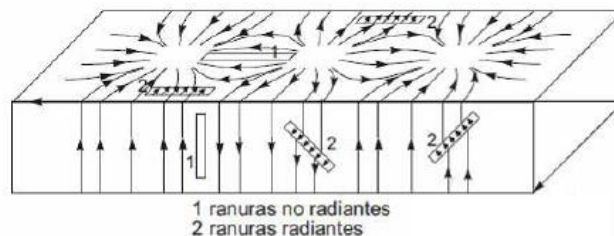


Ilustración 2.6 Ranuras sobre guía de onda y líneas de corriente

2.5 Array – Agrupaciones de antenas

Como el propio nombre indica, un array o una agrupación de antenas no es otra cosa que unir varios elementos radiantes, alimentados con amplitudes y fases desde un terminal o entrada común, aumentando así la ganancia a valores superiores a los del elemento unitario [2][6].

Los arrays se pueden clasificar según su estructura geométrica (agrupaciones lineales, planas, conformadas y 3D) y según la red de alimentación (agrupaciones pasivas, activas y adaptativas).

En este TFG sólo se centra en los arrays lineales, por lo que a continuación se dará una visión de ellos.

2.5.1 Array lineal

Los arrays lineales son agrupaciones de N elementos separados por una distancia entre elementos, que puede ser bien fija (**array equiespaciado**) o bien variable (**array no equiespaciado**), a lo largo de una línea recta.

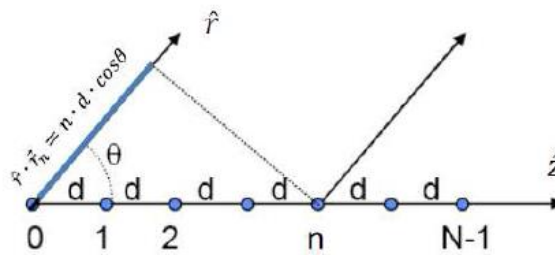


Ilustración 2.7 Array lineal equiespaciado de N elementos

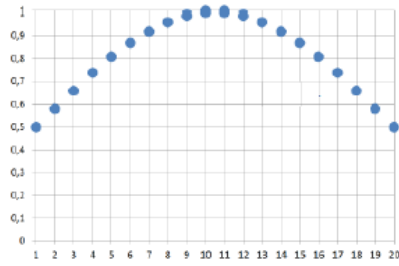
Un factor muy importante a la hora de diseñar un array, es la alimentación, en amplitud y fase, que recibe cada uno de los elementos, existiendo así varias **Leyes de excitación**. Las más utilizadas son:

- Fase progresiva: $A_n = a_n \cdot e^{j(n \cdot \alpha)}$
- Uniforme en Amplitud y Fase: $A_n = 1, \forall n$
- Uniforme en Amplitud y Fase progresiva: $A_n = e^{j(n \cdot \alpha)}$
- Tipo taper: amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

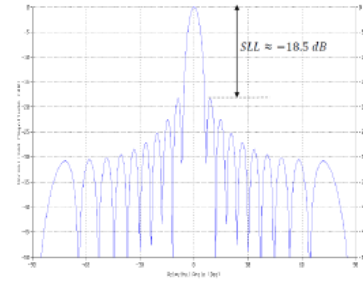
Donde A_n son los coeficientes complejos de alimentación del array, cuya amplitud es a_n y su fase es α_n .

En este TFG, se usará una alimentación tipo **Taper**. Con esta alimentación se consigue reducir el nivel de lóbulos laterales (SLL), pero en contraposición, conlleva un ensanche del lóbulo principal, y por tanto, una disminución de la ganancia directiva.

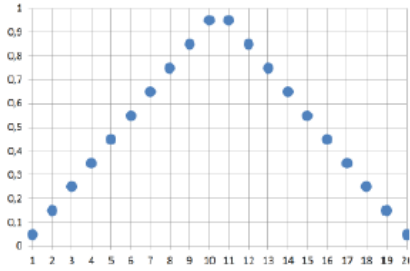
Para ello los coeficientes de alimentación tendrán su máximo en el centro y caerán según se aproxima a los elementos de los extremos [Ilustración 2.8].



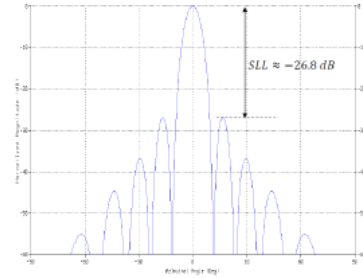
a) *Función de alimentación binomial de orden 1*



b) *Factor de Array binomial de orden 1*



c) *Función de alimentación triangular*



d) *Factor de Array triangular*

Ilustración 2.8 Leyes de Alimentación tipo Taper

3 Diseño de Antena

3.1 Introducción

Este TFG se basa en un TFG anterior [7][1], en el cual se diseñó un primer array de ranuras, y para el cual se diseñó y caracterizó la guía de onda que lo alimenta y se diseñó una primera antena. (Anexo B Diseño y caracterización.)

3.1.1 Diseño del elemento unitario

3.1.1.1 Diseño de la estructura

Como ya se explicó anteriormente, uno de los principales objetivos era diseñar una antena de doble polaridad, por ello se usa una guía de onda cuadrada, pero además es necesario que el elemento radiante excite a ambos modos. Por lo tanto el elemento unitario consistirá en dos ranuras, una para cada modo, colocadas de tal forma que la señal del modo al que excitaran, deberá atravesarla de manera ortogonal con el fin de evitar interferencias y conseguir la máxima radiación con un tamaño de ranura mínimo.

Para ello, se debe estudiar cual es el sentido de las corrientes que genera la guía de onda, y así situar las ranuras de manera óptima.

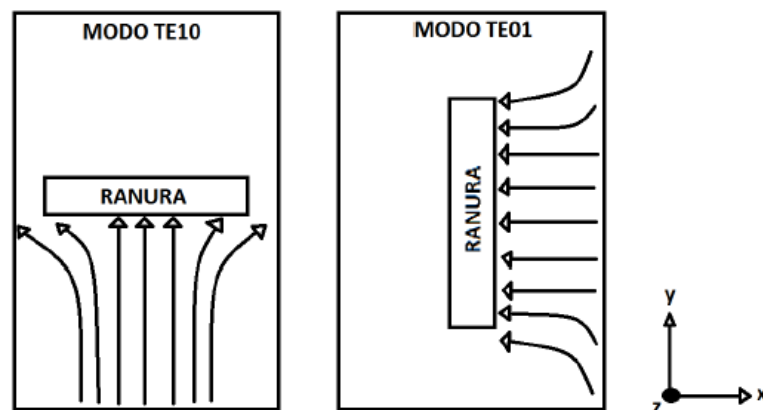


Ilustración 3.1 Líneas de corriente de los modos TE10 y TE01

Como podemos ver [Ilustración 3.1], teniendo en cuenta que la guía de onda está según el eje \hat{y} , el campo eléctrico del modo TE10 se propaga según \hat{z} , por lo tanto las líneas de corriente superficial que atraviesan el metal de la guía, se propagaran según la dirección \hat{y} , en cambio, las líneas de corriente superficial del modo TE01 se propagaran según la dirección x . Por ello no es muy difícil de ver, que la ranura que excite el modo TE10, a partir de ahora **ranura transversal**, deberá colocarse ortogonalmente a las líneas de corriente de dicho campo, es decir según x . De igual forma, la ranura que excite el modo TE01, a partir de ahora **ranura longitudinal**, deberá colocarse según \hat{y} .

Por lo tanto, el elemento unitario resultante, es la unión de ambas ranuras formando una cruz. Más adelante se mostraran una serie de peculiaridades que se obtienen con este elemento.

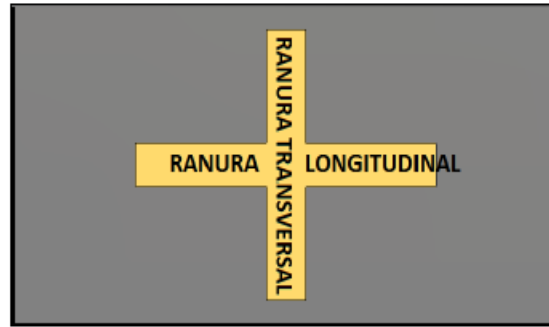


Ilustración 3.2 Elemento unitario

Dicho elemento nos permite conseguir una polarización dual, que como además tanto los modos como las ranuras son ortogonales, las interferencias entre ambos modos son prácticamente nulas. En dicho elemento unitario existen 3 parámetros a definir para cada ranura:

- Longitud L_x : longitud de la ranura transversal. Con esta longitud se regula la cantidad de potencia que se radiará del modo TE₁₀.
- Longitud L_y : longitud de la ranura longitudinal. Con esta longitud se regula la cantidad de potencia que se radiará del modo TE₀₁.
- Anchura W : define la anchura de la ranura. Para ambas ranuras se utilizará la misma anchura. Este parámetro será siempre fijo. Utilizaremos las anchuras prefijadas en TFGs anteriores, 0.8 mm.

3.1.2 Estudio de acoplamiento de la ranura

Un parámetro de análisis muy importante para diseñar cada elemento de la antena es la cantidad de potencia radiada en función de las dimensiones de las ranuras. Para ello se usará un modelo de análisis de dos puertos [Ilustración 3.3]

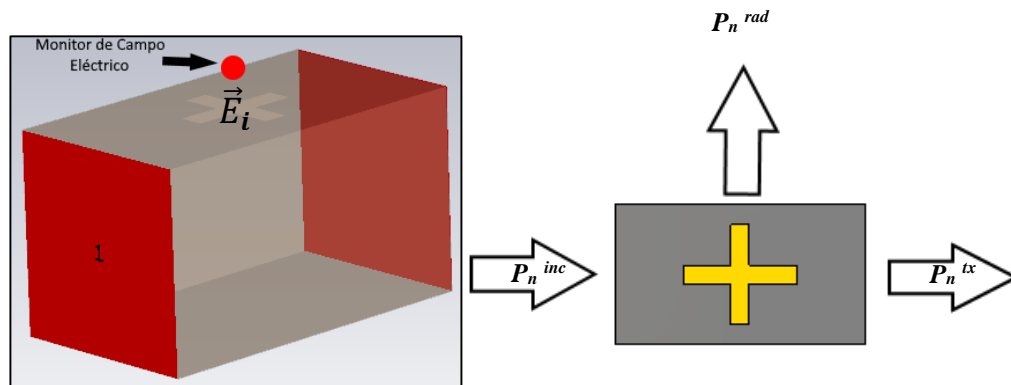


Ilustración 3.3 Modelo de análisis de dos puertos

Ambos puertos están relacionados mediante los parámetros S [ver 2.2.2]. Gracias a estos parámetros se puede definir en cualquier circuito sin pérdidas que toda la potencia reflejada más toda la potencia transmitida tiene que ser igual a toda la potencia entregada, llegando así a la siguiente ecuación:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$$

Ecuación 3.1 Principio de potencia en un circuito de dos puertos sin pérdidas

El principio de potencia anterior sería válido para una guía de onda sin ninguna alteración en ella. En nuestro caso, la guía de onda tiene dos ranuras en su superficie, lo cual provoca que no toda la potencia sea reflejada o transmitida, si no que algo de la potencia entregada también se radia. Esto nos permite definir un nuevo parámetro, **parámetro de acoplamiento** o C_k [8]. Dicho parámetro se expresará de la siguiente forma:

$$C_k]_{dB} = \frac{P_{k,rad}}{P_{k,inc}} = 20 \log_{10} \left(\sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2} \right)$$

Ecuación 3.2 Parámetro de acoplamiento C_k

Gracias a este parámetro de acoplamiento podemos relacionar cuanto acopla una ranura en función de su longitud. Para ello, la herramienta **Template Based Post Processing** de *CST Studio Suite®* nos permite calcular dicho parámetro C_k , aplicando la Ecuación 3.2 directamente en el entorno de simulación.

Esta no es la única forma de calcular el parámetro C_k . También puede calcularse mediante monitores de campo eléctrico, como se puede ver en Ilustración 3.3, los cuales analizan el campo radiado cercano que genera cada ranura. Para ello este monitor de campo se colocará centrado en la ranura que se desea monitorizar, y a 0.5mm de altura de esta. De esta forma, se obtendrían los valores en modulo y fase de los coeficientes de alimentación de cada ranura en el punto donde se coloca el monitor de campo, y como se mostrará más adelante en la Ecuación 3.6, se podrán relacionar los valores obtenidos mediante dichos monitores y así obtener los C_k correspondientes. Dichos monitores de campo se usarán a lo largo de todo el TFG.

Como cada ranura controla únicamente un modo, las ranuras son prácticamente independientes. Para este estudio se fijará la longitud de una de las ranuras (se usa el valor arbitrario de 3.5mm) y se variará la otra y viceversa, para así comprobar el comportamiento del parámetro de estudio C_k , obtenido mediante los parámetros S [Ecuación 3.2 Ecuación 3.2 Parámetro de acoplamiento C_k].

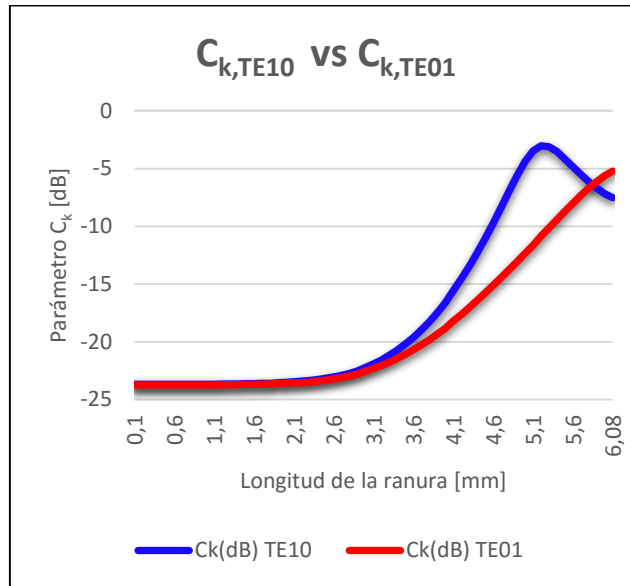


Ilustración 3.4 Parámetro de acoplamiento C_k .

Como podemos apreciar en el gráfico, el parámetro C_k tiene un comportamiento muy similar en ambos modos. A medida que la longitud de la ranura aumenta, también lo hace C_k , pero al llegar a cierta longitud (5,3mm aprox. para el modo TE10) comienza a decaer de nuevo. Este comportamiento se debe a que las ranuras son aperturas resonantes, por lo que al superar cierta longitud, la longitud de resonancia, C_k alcanza el máximo y comienza a decaer.

Además del comportamiento de la magnitud de parámetro C_k , es importante comprobar el de la fase de dicho parámetro, ya que más adelante, el ajuste de la fase será algo de vital importancia. Dicha fase puede calcularse de varias formas, al igual que ocurriría con el parámetro C_k , ya que se pueden obtener los valores de fase en transmisión a partir del parámetro S21 (Ilustración 3.5 - $\Delta\text{Fase S21}$), o mediante los monitores de campo (\vec{E}_i) (Ilustración 3.5 - $\Delta\text{Fase Radiada}$) explicados anteriormente, obteniendo así el valor de la fase radiada en la posición del monitor.

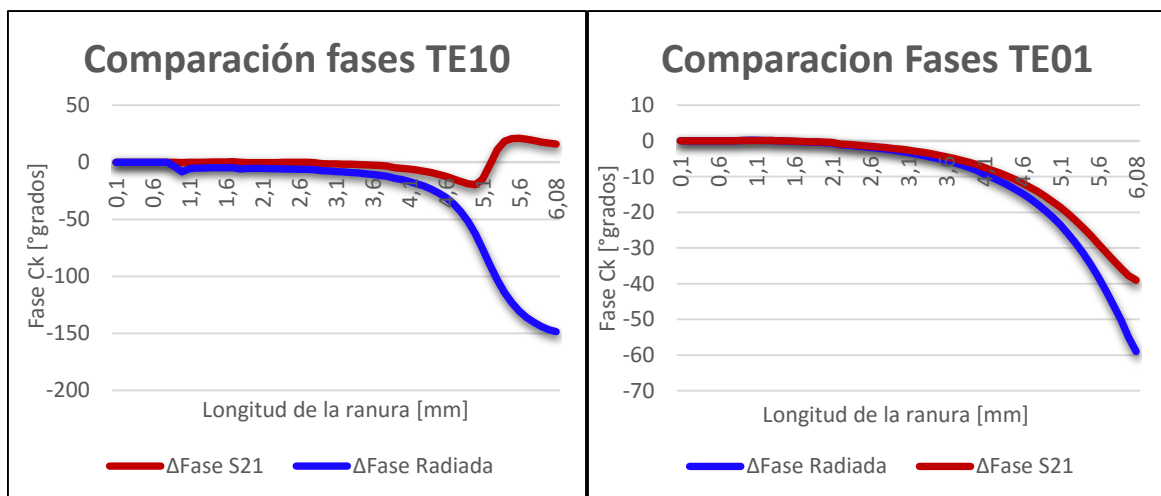


Ilustración 3.5 Diferencia de fases entre una distancia y su anterior mediante parámetros S o monitor de campo (E_i)

Como se puede observar, ambos métodos para medir la fase tienen un comportamiento muy similar, salvo el modo TE₁₀ que al alcanzar una longitud de ranura de 4.9 mm aproximadamente, la fase medida mediante los parámetros S sufre un cambio brusco, ya que la ranura alcanza la longitud de resonancia y por lo tanto la fase radiada, obtenida con el monitor, varía con respecto a la de transmisión, obtenida con los parámetros S. Por ello, ya que la diferencia a partir de 4.9mm es sustancialmente notable, y que la fase que se desea optimizar es la fase radiada (mediante los monitores de campo (\vec{E}_t) antes mencionados), el método que se usará para medir la fase de las ranuras será con monitores de campo (Ilustración 3.3).

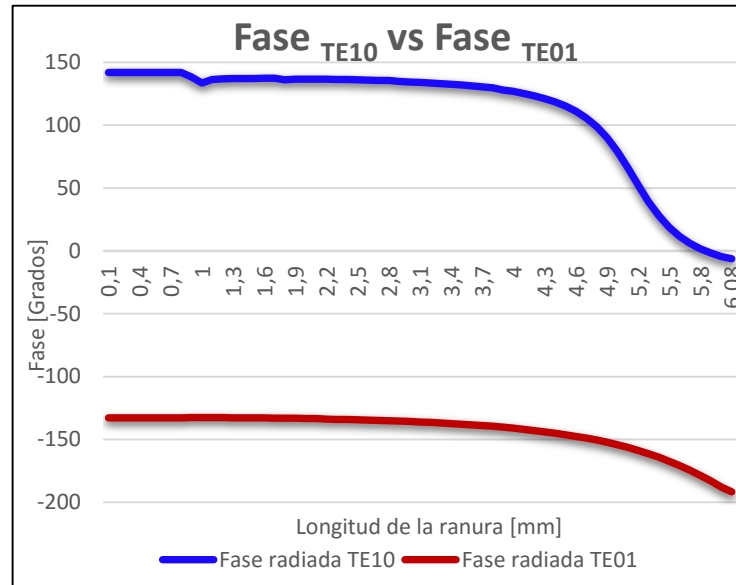


Ilustración 3.6 Fase absoluta de las ranuras en función de su longitud

3.2 Diseño del Array

Una vez definido y caracterizado el elemento unitario que compondrá el array, hay que elegir la ley de alimentación que excitará la estructura, teniendo en cuenta que se trata de una alimentación por onda progresiva [b Alimentación por onda progresiva]. Una vez se elija la ley de alimentación que se usará, se diseñarán uno a uno los elementos del array con el fin de obtener un diagrama de radiación óptimo.

3.2.1 Ley de alimentación

Uno de los problemas más comunes en el diseño de array de antenas es el **grating lobes**. Dicho problema consiste en que existe un lóbulo secundario con una amplitud demasiado grande, aproximándose a la amplitud del lóbulo principal, y apuntando a una dirección diferente. Esto provoca una disminución muy importante de la ganancia, así como una segunda dirección de apuntamiento indeseada [6].

Este problema puede evitarse mediante la ley de alimentación. A partir de la ley de alimentación se obtendrá el factor de array, y por lo tanto el diagrama de radiación. La ley de alimentación está caracterizada por dos parámetros:

- **Módulo de los coeficientes de alimentación (a_n):** influye directamente en la anchura del haz principal y en el nivel de lóbulos secundarios (SLL).
- **Fase de los coeficientes de alimentación (α):** la dirección de apuntamiento del haz principal se controla con la fase α .

Otro factor muy importante a la hora de diseñar el array, es la distancia entre elementos. Por ejemplo, para una distancia entre elementos $d = \lambda_g$, obtendríamos un desfase de $\alpha = 0^\circ$ y por lo tanto un apuntamiento máximo en $\theta_0 = 0^\circ$ (*apuntamiento broadside*) [Ecuación 3.3 Fase de array broadside]. El problema de un apuntamiento broadside, es que la distancia $d = \lambda_g$ es mayor que $\lambda_0/2$, distancia con la cual comienzan a aparecer *grating lobes*.

$$\beta \cdot d = \frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \lambda_g = 2\pi = 0^\circ$$

Ecuación 3.3 Fase de array broadside

Entonces como la distancia es un factor muy importante para el diseño de la antena, la elección de esta se fundamenta en la teoría de la reflexión por pequeña señal.

$$\rho_T = \rho_1 + \rho_2 e^{-2j\beta d}$$

Ecuación 3.4 Reflexión por pequeña señal

Para que la reflexión por pequeña señal sea nula, es necesario que ρ_1 y ρ_2 sean muy parecidos y que $e^{-2j\beta d} = -1$, lo que supone que:

$$\beta d = \frac{\pi}{2} \rightarrow d = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_g}{2\pi} = (2n + 1) \frac{\lambda_g}{4}$$

Ecuación 3.5 Distancia entre elementos

Esto implica que para evitar tener problemas de grating lobes, la distancia entre elementos debe sea menor que $\lambda_0/2$. Sólo existen dos posibilidades: $d = \frac{\lambda_g}{4}$ o $d = \frac{3\lambda_g}{4}$

En el TFG anterior [7] se eligió $d = \frac{3\lambda_g}{4}$. Aun así se seguía estando en distancias algo superiores a $\frac{\lambda_0}{2}$ ($\lambda_0 = 17.648mm > \frac{3\lambda_g}{4} = 11.21mm > \frac{\lambda_0}{2} = 8.824mm$), pero en la práctica, el problema de grating lobes es mayor en distancias cercanas a λ_0 .

Se decidió usar como ley de alimentación una *taper* con distribución de Taylor a -28 dB, ya que la caída progresiva del módulo de los coeficientes genera una reducción del SLL a cambio de un ensanche del lóbulo principal y una reducción de la directividad.

Elemento n	Amplitud $ A_n $	Fase (grados) $\angle A_n$
1	0,150477	0
2	0,230838	90
3	0,321016	180
4	0,418153	270
5	0,518808	0
6	0,619132	90
7	0,715065	180
8	0,802562	270
9	0,877815	0
10	0,937472	90
11	0,978832	180
12	1	270
13	1	0
14	0,978832	90
15	0,937472	180
16	0,877815	270
17	0,802562	0
18	0,715065	90
19	0,619132	180
20	0,518808	270
21	0,418153	0
22	0,321016	90
23	0,230838	180
24	0,150477	270

Tabla 3.1 Ley de alimentación de Taylor a -28 dB

Si con esta ley de alimentación calculamos el factor de array F_A [6], este se parecerá mucho al diagrama de radiación teórico, por lo que los proporciona una primera visión de cómo debería ser el diagrama de la antena más adelante.

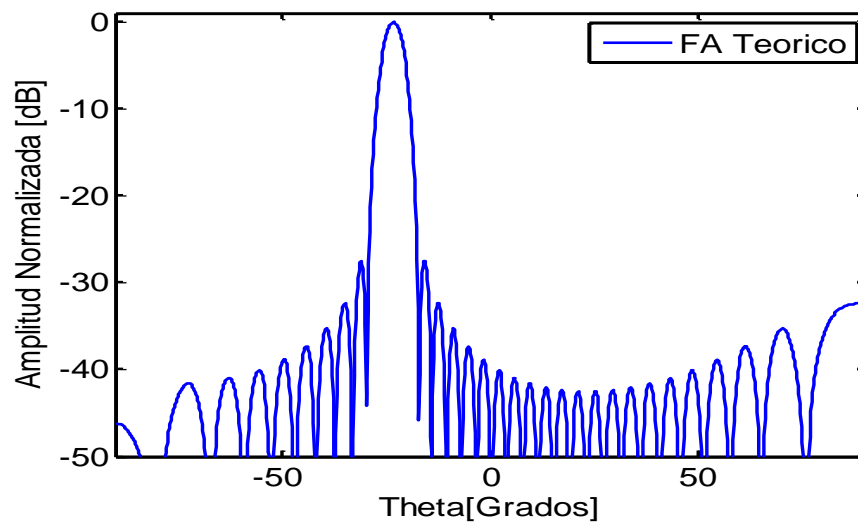


Ilustración 3.7 Factor de Array teórico

Como se puede ver en el factor de array [Ilustración 3.7], la antena deberá tener un desapuntamiento de $\theta = -23^\circ$ y un SLL = -27.83 dB.¹ Este desapuntamiento se debe a que en este TFG y anteriores [7][8] se optó por realizar un diseño en el que la reflexión de pequeña señal fuese mínima, lo que impide, por lo que como vemos en la Ecuación 3.5 Distancia entre elementos Ecuación 3.5, para un distancia $d = \frac{3\lambda_g}{4}$, es necesario que la fase entre elementos sea de 90° , y por lo tanto no es posible obtener un apuntamiento broadside.

3.2.2 Coeficientes de acoplo del array

Una vez se conocen los valores de las amplitudes de la ley de alimentación que se va a usar, sería interesante calcular ahora los valores de los **coeficientes de acoplo** o C_k que necesitan tener cada elemento para cumplir con la ley de alimentación establecida. Para ello, existe la siguiente ecuación [8]:

$$C_k = \frac{P_{k,rad}}{P_{k,inc}} = \frac{|A_k|^2}{\left(\frac{\sum_{i=1}^N |A_i|^2}{1-t} - \sum_{i=1}^{k-1} |A_i|^2\right)}$$

Ecuación 3.6 Parámetro de acoplamiento o C_k

Donde cada parámetro indica:

- C_k : Coeficiente de acoplo del elemento “k” del array.
- $P_{k,rad}$: Potencia radiada por el elemento “k”.
- $P_{k,inc}$: Potencia de entrada al elemento “k”.
- $|A_k|$: Amplitud de alimentación del elemento “k”.²
- t : Potencia residual o potencia que no es acoplada por la antena.
- N : Número total de elementos del array (24 elementos en nuestro caso).

Por motivos de limitaciones del diseño, ya que en TFGs predecesores [7][1][8] observaron que la potencia máxima que el elemento unitario podía radiar era de -4.5dB, se decidió hacer el diseño con un 2% de potencia residual.

¹ Este factor de array teórico es el diagrama correspondiente para unos coeficientes de alimentación teóricos y una distancia entre elementos $d=3\lambda_g/4$. A lo largo del TFG se obtienen diferentes diagramas teóricos ya que se modifican la d con el fin de mejorar el desfase entre elementos.

² Mediante los monitores de campo se obtienen los valores de la intensidad de campo o \vec{E}_i [Ilustración 3.3 Modelo de análisis de dos puertos Ilustración 3.3]. Si estos E_n los normalizamos al máximo de los obtenidos en todo el array, obtendríamos los coeficientes A_n .

Elemento	A_n	$C_k(\text{dB}) t=0^3$	$C_k(\text{dB}) t=0.02$
1	0,150477	-27,06357	-27,15148
2	0,230838	-23,34683	-23,43474
3	0,321016	-20,46230	-20,55061
4	0,418153	-18,12691	-18,21602
5	0,518808	-16,18611	-16,27660
6	0,619132	-14,54479	-14,63748
7	0,715065	-13,13829	-13,23432
8	0,802562	-11,91949	-12,02037
9	0,877815	-10,85248	-10,96020
10	0,937472	-9,90897	-10,02620
11	0,978832	-9,06616	-9,19653
12	1	-8,30542	-8,45393
13	1	-7,61121	-7,78495
14	0,978832	-6,97035	-7,17966
15	0,937472	-6,37140	-6,63178
16	0,877815	-5,80403	-6,13949
17	0,802562	-5,25847	-5,70751
18	0,715065	-4,72477	-5,35120
19	0,619132	-4,19169	-5,10485
20	0,518808	-3,64471	-5,03714
21	0,418153	-3,06128	-5,27676
22	0,321016	-2,39753	-6,04430
23	0,230838	-1,53796	-7,66718
24	0,150477	0,00000	-10,56888

Tabla 3.2 Parámetro C_k de cada elemento en función de “t”

3.2.3 Diseño 1: Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplos.

Una vez se conocen el parámetro C_k [Tabla 3.2] que se debe conseguir en cada elemento, se diseñará el array de ranuras sin tener en cuenta los acoplos. Esto es que se diseñaran los elementos uno por uno sin tener en cuenta el efecto que provoca en un elemento los elementos adyacentes. La compensación de acoplos es algo muy importante a la hora de realizar un diseño de antena valido, ya que el efecto que pueden tener elementos adyacentes en un elemento es importante y puede empeorar el diagrama de radiación considerablemente. Dicho proceso de compensación de acoplos se verá más adelante en la segunda iteración de optimización, de momento sólo interesa hacer un primer diseño aproximado.

Pues bien, teniendo en cuenta la Tabla 3.2 y la Ilustración 3.4, se buscan las dimensiones de ranuras para las que obtendremos los coeficientes de acoplos necesarios:

³ Los elementos en rojo indican aquellos elementos en los que la potencia no puede lograrse con el diseño actual.

Cumpliendo con las dimensiones de ranuras diseñadas anteriormente [Anexo B Tabla 0.3], el array completo quedaría de la siguiente forma:

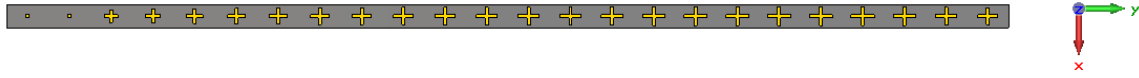


Ilustración 3.8 Array de 24 elementos sin ajuste de fase y compensación de acoplos

En este primer diseño no se han tenido en cuenta el efecto de los acoplos, por lo que el desfase entre elementos no serán los 90° deseados y tampoco se cumplirán los coeficientes de acoplo anteriormente calculados [Anexo B Tabla 0.3].

Para tener una primera idea de cómo será el rendimiento de la antenna se puede observar el parámetro de reflexión (S_{11}) y el parámetro de transmisión (S_{21}) de ambos modos.

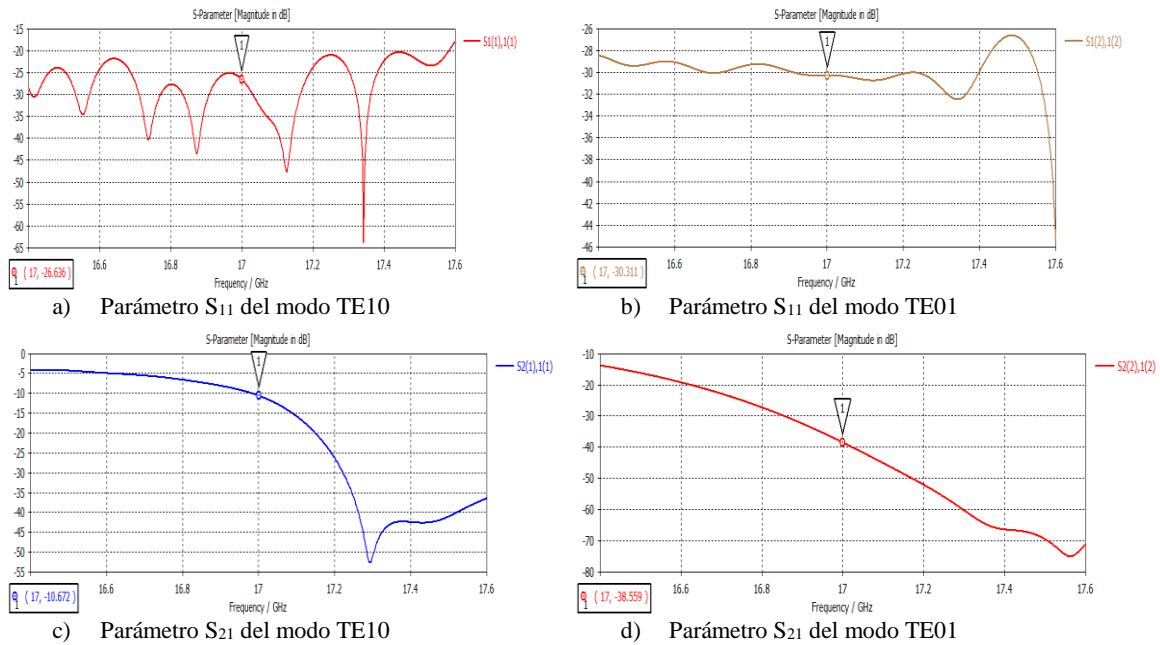


Ilustración 3.9 Parámetros S del array completo sin compensación de acoplos

Teóricamente el array se ha diseñado inicialmente con una potencia residual del 2%, la cual podemos comparar con la potencia residual real que se está obteniendo. El parámetro t puede expresarse como una relación de potencias, entre la potencia residual y la potencia de entrada a la antenna:

$$t = \frac{P_{res}}{P_{IN}} = \frac{|S_{21}|^2}{P_{dg} \cdot (1 - |S_{11}|^2)}$$

Ecuación 3.7 Potencia residual de la antenna

Si aplicamos los valores obtenidos en Ilustración 3.9 a Ecuación 3.7, teniendo en cuenta que el valor de P_{dg} es un valor normalizado en *CST Studio Suite*®, obtenemos los siguientes valores del parámetro t para cada modo:

- TE10: $t = 0.0859 = -10.6626 \text{ dB}$, lo que implica que se pierde en lugar de un 2% un 8,59%.
- TE01: $t = 0.0001394 = -38.55 \text{ dB}$, para este modo, en cambio, se radia prácticamente toda la potencia.

Entonces estos datos nos indican que la antena requiere un ajuste, ya que se pierde más potencia de la que se había prefijado.

Otros datos interesantes para verificar son los coeficientes de alimentación o A_n así como el desfase entre elementos (*A partir de este punto, todos estos datos se obtendrán mediante monitores de campo \vec{E}_i sobre cada uno de los elementos de la estructura de antena completa, salvo que se especifique que pertenecen a la sectorización de 7 elementos*).

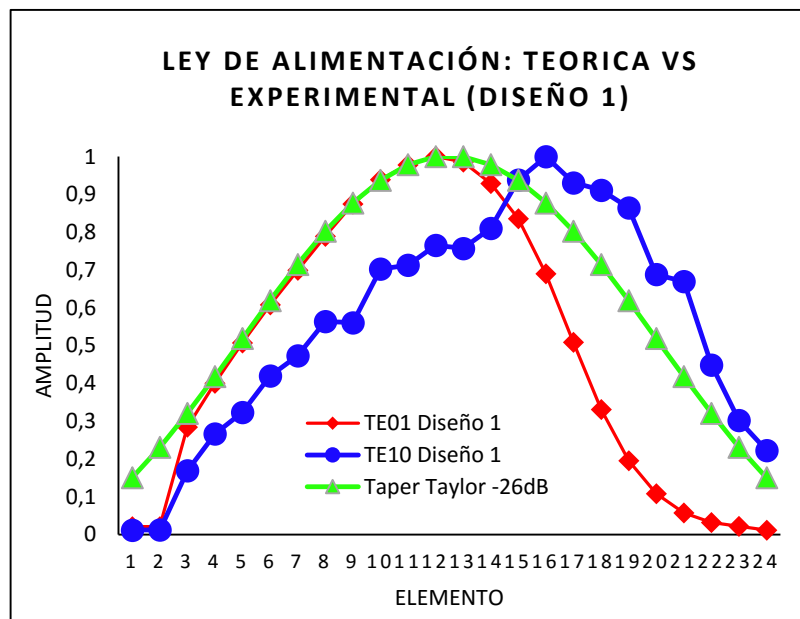


Ilustración 3.10 Módulo de A_n teóricos vs simulados

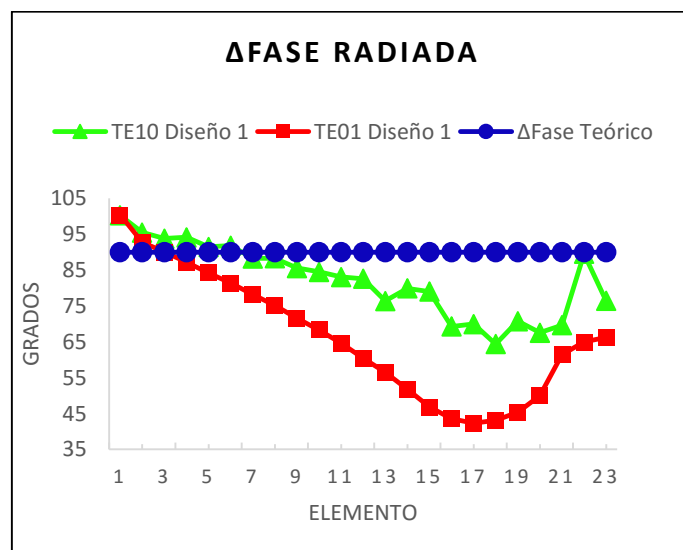


Ilustración 3.11 Diferencia de fase de los A_n teórico vs simulados

Como se puede observar en la Ilustración 3.10, el modo TE10 difiere bastante de lo esperado. Esto es debido a los acoplos que sufre este modo en el array, además anteriormente hemos observado que el modo tiene una potencia residual real del 8.59%, lo que produce mayores errores. En cambio el modo TE01 es bastante fiel a los resultados esperados, aunque en los últimos elementos decae más rápido que los coeficientes teóricos.

Por el contrario, en fase se ven más afectados por acoplos los elementos longitudinales, es decir el modo TE01, ya que están más próximos entre ellos que los transversales. En los elementos de mayor acoplo se puede ver como la diferencia con respecto al desfase teórico es mucho mayor, por ello un punto importante de este TFG consistirá en conseguir aproximar lo máximo posible las fases reales a las teóricas, ya que nos influyen bastante en el diagrama de radiación.

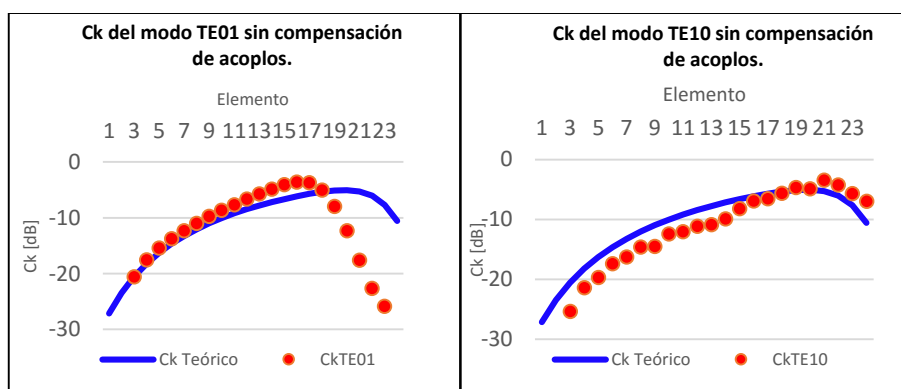


Ilustración 3.12 Coeficientes de acoplamiento del array sin compensación de acoplos

Si ahora los valores de los coeficientes de alimentación de la Ilustración 3.10 se aplican sobre la Ecuación 3.6 Parámetro de acoplamiento o C_k , se obtienen los coeficientes C_k reales obtenidos en el array completo, teniendo en cuenta acoplos de elementos adyacentes.

Todas estas comparaciones nos dan una pequeña visión de cómo afectarán los acoplos en nuestra antena. Pero también sería interesante observar el efecto que producen sobre el diagrama de radiación, ya que es la que describirá el comportamiento de la antena. Para ello se van a comparar los diagramas de radiación para ambos modos obtenidos mediante *CST Studio Suite*® con el diagrama obtenido a partir de los coeficientes de alimentación [Ilustración 3.7 Factor de Array teórico].

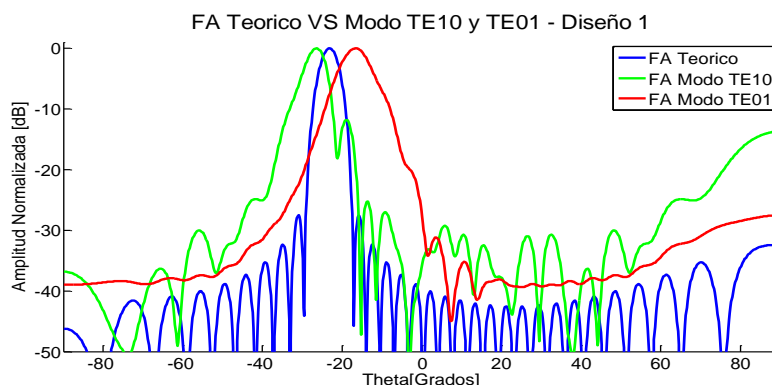


Ilustración 3.13 Diagramas de radiación

Como se puede observar, los diagramas de radiación han sufrido un desapuntamiento con respecto al diagrama teórico, 3° en el modo TE₁₀ y 8° en el modo TE₀₁. Además ambos modos han sufrido un ensanchamiento del lóbulo principal.

4 Reajuste de la antena

4.1 Introducción

En el capítulo 3 se diseñó un array de ranuras y se observó cómo los resultados pueden variar con respecto a los resultados teóricos debido a los acoplos causados por ranuras adyacentes.

En esta segunda parte, se intentará aprovechar el efecto producido por los acoplos, y se reajustará la antena, primero se ajustará la fase y seguidamente los coeficientes de acoplo, para obtener un diagrama de radiación real muy similar al teórico.

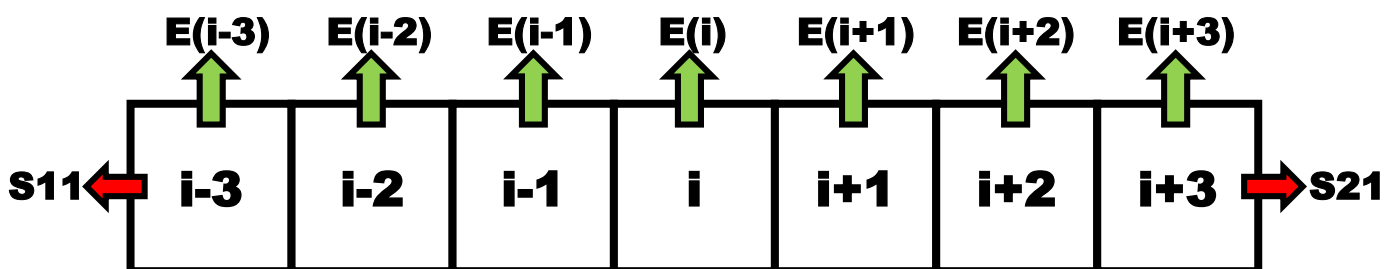
Para ello, este reajuste se basará en un estudio realizado en TFGs anteriores, donde se creó un método y algoritmo para analizar la estructura y poder compensar los acoplos.

4.2 Análisis de la estructura sectorialmente

El método antes mencionado, describe una forma de analizar la antena por sectores, ya que las simulaciones de la antena completa tardarían demasiado tiempo. Para ello se trocea la estructura en sectores de N elementos y analizar únicamente el comportamiento del elemento central [8].

Para este TFG se decidió usar una sectorización de 5 elementos inicialmente, ya que en el TFG predecesor [7] se usó una sectorización de 3 elementos, y aunque la optimización es más rápida, sigue introduciendo bastante error. Pero tras una serie de pruebas se comprobó que aun con 5 elementos se introducía bastante error (cercano a 25° de diferencia en los elementos de mayor acoplo), por lo que finalmente se decidió hacer la optimización con sectorizaciones de 7 elementos.

Para ello se dividió la antena en sectores de 7 elementos, de forma que el elemento a optimizar sea siempre el elemento central.



Este método de análisis resulta más rápido que el ajuste de la estructura completa y además mucho más real que si los ajustásemos en sectores de 3 o 5, ya que con esta sectorización tenemos en cuenta el efecto que producen sobre el elemento central los tres elementos colindantes por cada lado.

Para los tres primeros elementos y los tres últimos, ya que no podemos sectorizarlos de forma que sea el elemento central, se optimizaran usando la misma sectorización que se usaría para el elemento 4 y el elemento 20.

4.3 Diseño 2: Ajuste de fase entre elementos.

En primer lugar, para la optimización de la antena, se decidió hacer un primer barrido usando el método antes mencionado [4.2], para el cual únicamente se modificará la distancia entre elementos [Ilustración 4.1] para así modificar la fase, pero se mantendrán las dimensiones de las ranuras y por tanto sus coeficientes de acoplo C_k . Para realizar este ajuste de fase, se colocaron monitores de campo sobre cada una de las ranuras de los sectores de 7 elementos, y se modificó la distancia del elemento central al anterior con el fin de buscar un desfase de 90° entre ellos.

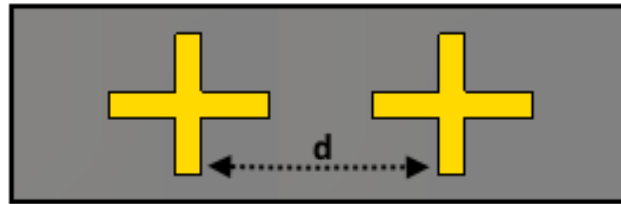


Ilustración 4.1 Distancia entre elementos

Mediante este método se observó que la modificación de fase introducida en el comportamiento lineal ideal de la guía era de manera diferente para cada una de las ranuras como se puede comprobar en la Ilustración 3.11 Diferencia de fase de los A_n teórico vs simulados. Por ello cada modo requería una distancia d distinta para el mismo índice de la ranura con respecto a su anterior. Para resolver este inconveniente se propuso descentrar la ranura transversal con respecto a su longitudinal, estableciendo así las distancias necesarias para cada ranura [Ilustración 4.2].

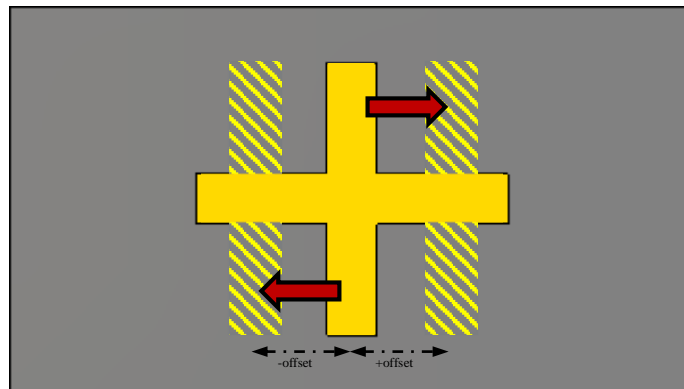


Ilustración 4.2 Descentramiento de ranura transversal

Un parámetro interesante de analizar, sería ver como varía la fase y el módulo de ambos modos en función del desplazamiento de la ranura transversal.

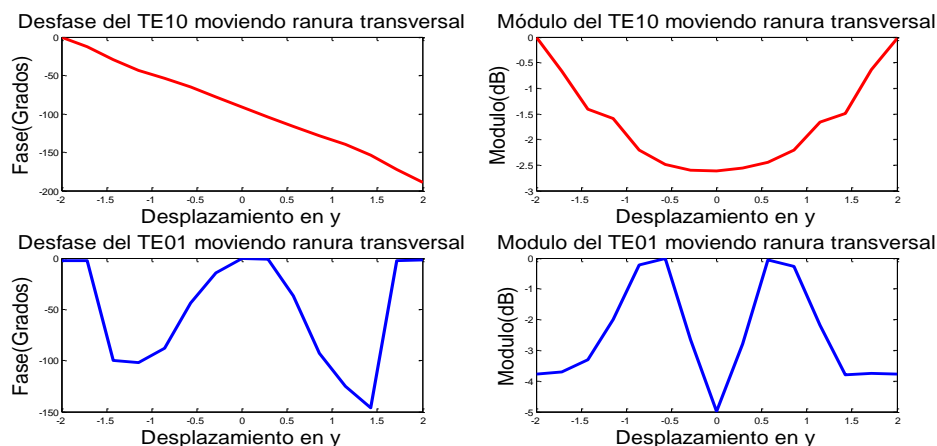


Ilustración 4.3 Fases y módulos de ambos modos en función del desplazamiento de la ranura transversal

Como se puede comprobar, al desplazar la ranura transversal era lógico que la fase del modo al que afecta esta ranura, es decir el modo TE10, tuviese un comportamiento lineal, ya que la fase depende de la distancia entre elementos. El problema aparece en el modo TE01, es decir en la fase de la ranura longitudinal. Para este modo, ya que la ranura longitudinal se mantiene fija en la misma posición, y como ya se ha dicho antes la fase va en función de la distancia, se esperaba que apenas sufriese modificación. Por el contrario, para descentramientos pequeños, es decir para cambiar la fase de la ranura transversal en unos $\pm 20^\circ$, la variación de fase de la ranura longitudinal apenas se nota, pero para variaciones mayores, la fase de la ranura longitudinal puede llegar a decaer 100° o más.

Ocurre similar en el módulo, para el modo TE10 para desplazamientos grandes de la ranura transversal, su módulo se mantiene más o menos estable. En cambio para el modo TE01, para descentramientos muy pequeños ya producen variaciones muy importantes es su módulo y por lo tanto es su coeficiente de acoplo C_k .

Por ello, en los elementos de menor acoplo (hasta el elemento 7 aproximadamente), esta solución resulta válida, ya que el ajuste de fase que hay que realizar esta en torno a los $\pm 20^\circ$ que antes se comentaban.

A partir de ahí, la solución de descentramiento no era válida, por lo que se optó por buscar la solución de mínimo error. Esta solución consiste en desplazar el elemento cruz completo hasta un punto en el que la fase para ambos modos sea lo más próxima posible a los 90° teóricos, y sólo en algunos elementos en los que el comportamiento descrito en la Ilustración 4.3 lo permite, se añade un descentramiento del elemento en cruz.

Si se comparan los resultados de las fases compensadas con las que se tenían inicialmente, se observa una pequeña aproximación a la fase teórica con respecto a los resultados iniciales, especialmente en el modo TE01 [Anexo B Tabla 0.4 Distancias entre elementos con compensación de fases]. Además es muy importante destacar que al haber modificado la separación entre los elementos, ahora se obtendría un nuevo factor de array teórico que habrá sufrido una modificación con respecto al diagrama teórico inicial (Para ver la variación del nuevo diagrama teórico con respecto al inicial vea **Anexo 0**

Diagramas de radiación teóricos. - Ilustración 0.11 Factor de array inicial vs Factor de array con las distancias compensadas).

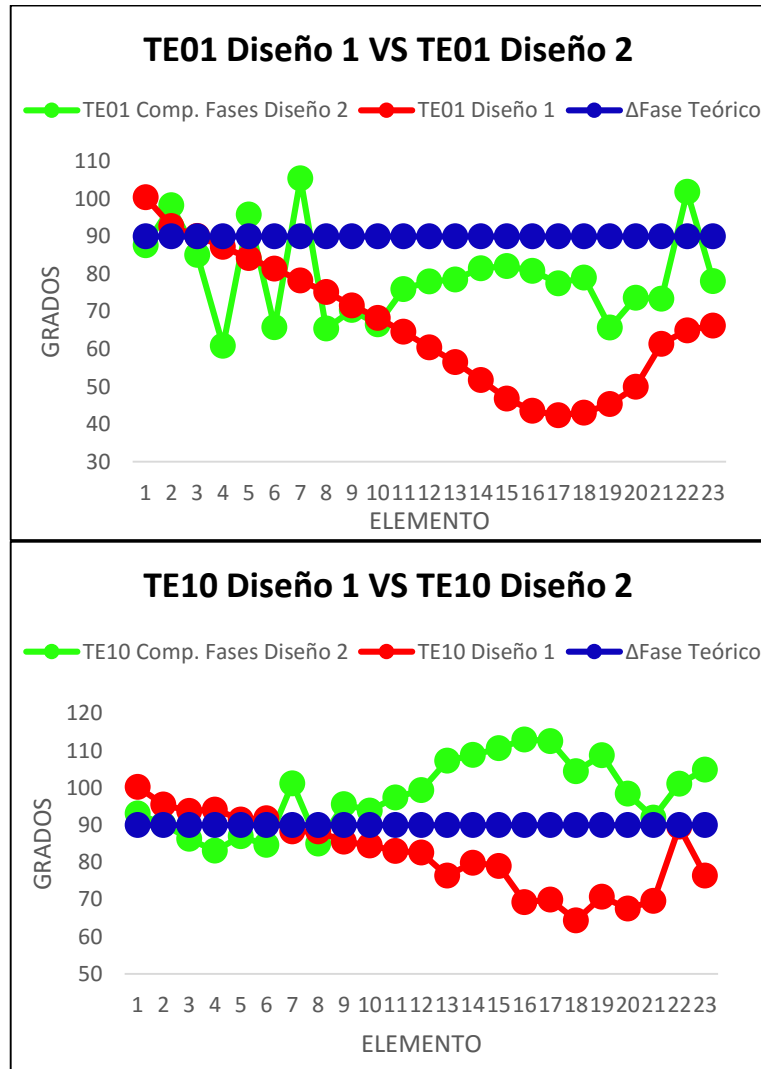


Ilustración 4.4 Fases iniciales (Diseño 1) vs fases compensadas (Diseño 2)

Debido a los acoplos, aunque en la sectorización de 7 elementos se tienen en cuenta los de los 3 elementos adyacentes por ambos lados, para algunos elementos no es suficiente y el resultado en la antena completa varía mucho de los conseguidos en la sectorización.

En esta primera iteración, solo se modificaron las distancias, por lo que idealmente el módulo de los coeficientes de alimentación A_n , no deberían sufrir ninguna alteración. En cambio, como se puede comprobar en la Ilustración 4.5, han sufrido serias modificaciones y por lo tanto los coeficientes de acoplo también.

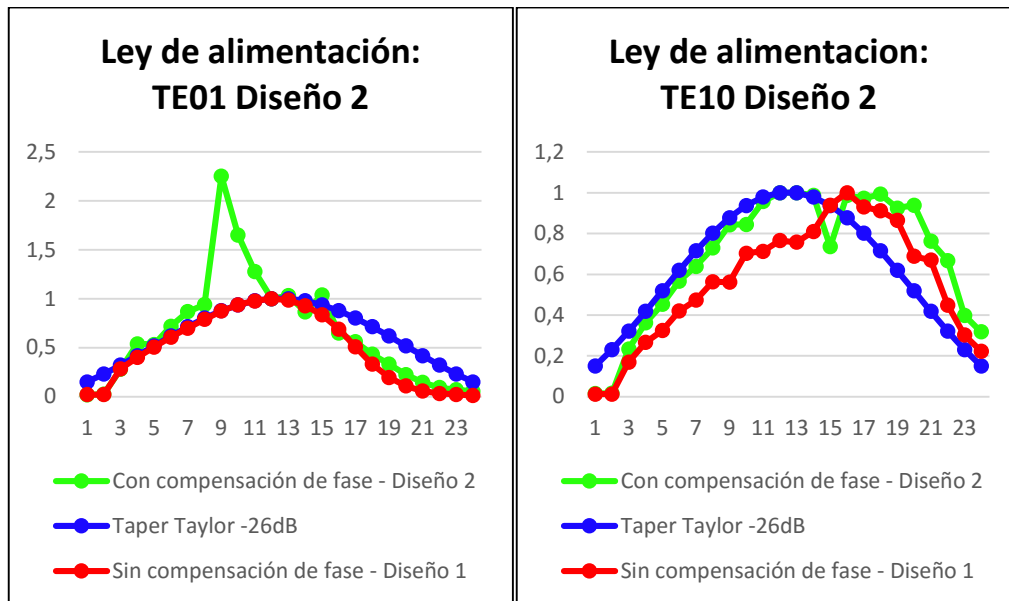


Ilustración 4.5 Comparativa de los A_n con compensación (Diseño 2) y sin compensación (Diseño 1)

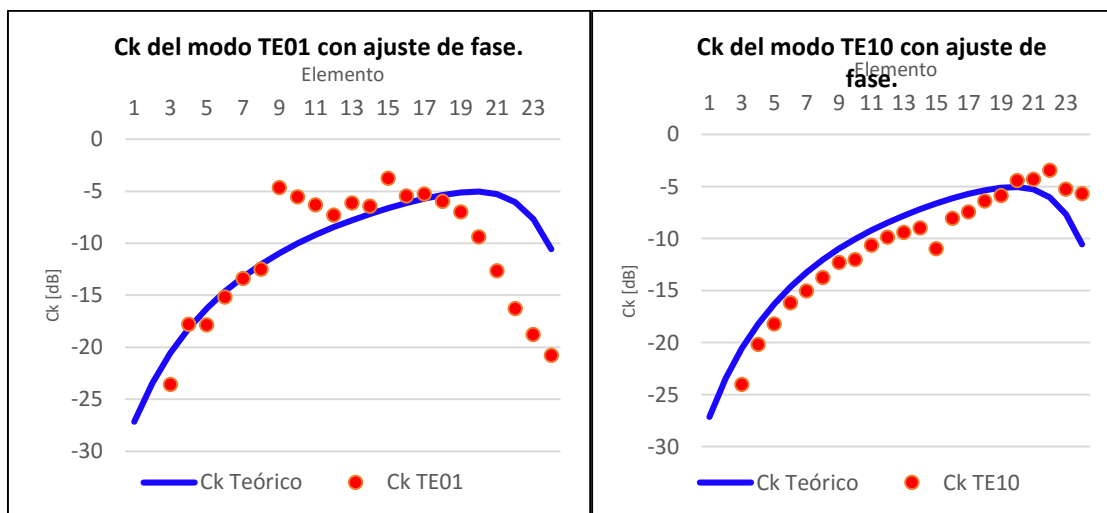


Ilustración 4.6 Coeficientes C_k después del ajuste de fase – Diseño 2

Para el modo TE10, aunque en un principio no se han modificado el tamaño de las ranuras, los valores de los A_n han mejorado en los primeros elementos [Ilustración 4.5], pero en cambio en los elementos de mayor radiación, y por lo tanto los más influyentes, han empeorado aún más que inicialmente. Es por eso que los coeficientes C_k [Ilustración 4.6], inicialmente se ajustan bastante a los teóricos, pero para los últimos elementos son demasiado grandes.

En el modo TE01, se han mantenido más o menos el valor de los A_n de los elementos, pero en los elementos 9, 10 y 11, se han obtenido valores más mayores que los deseados. Este aumento en los valores de A_n , y por ello a esa variación en los C_k [Ilustración 4.6 Coeficientes C_k después del ajuste de fase], son causa de los descentramientos de las ranuras transversales, que como se puede observar en la Ilustración 4.7, son los elementos en los que hay un mayor descentramiento.

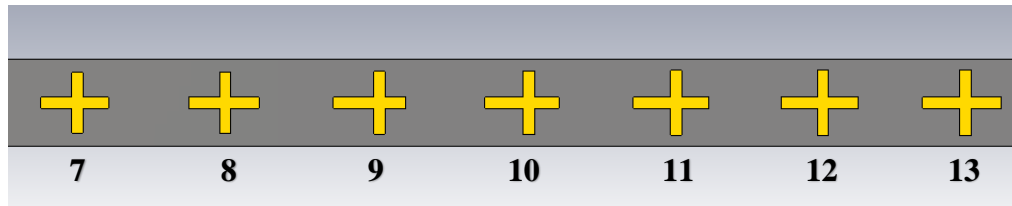


Ilustración 4.7 Sector del elemento 7 al 13

Debido a estos ajustes, el diagrama de radiación de ambos modos también debería haberse modificado.

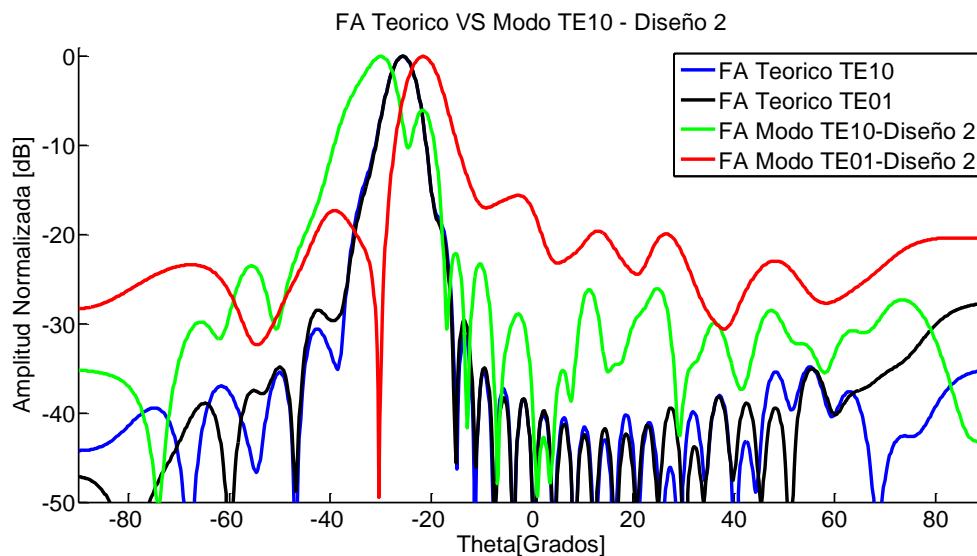


Ilustración 4.8 Diagrama de radiación inicial vs compensado

Como puede verse en Ilustración 4.8, en el modo TE01, con la compensación de fase, se ha realizado una pequeña mejora en el apuntamiento y en la anchura de haz principal. A cambio, el nivel de lóbulos secundarios, así como el SLL, ha aumentado considerablemente. Esto se debe a que a pesar de haber realizado un ajuste con una sectorización de 7 elementos, en la estructura completa, debido a los acoplos, en los primeros elementos se ha producido una oscilación en la fase que no existía en las sectorizaciones.

El modo TE10 ha empeorado en general, el diagrama de radiación que se obtenía antes de realizar el ajuste de fase era mejor en todos los sentidos. En este modo la diferencia de fase máxima con respecto a los 90° deseados, aproximadamente se ha mejorado. Por lo tanto, el error introducido en este diagrama, debe ser causa de los coeficientes de alimentación A_n , que como se puede ver en Ilustración 4.5, existe un pico en sus valores fuera de su comportamiento inicial debido a los descentramientos como ya se comentaba anteriormente.

Otro parámetro con el que puede observarse si realmente se ha obtenido una mejora, sería comprobar la potencia residual real que se obtiene en este caso. En este caso, para el modo TE10 se obtiene una potencia residual $t = 10,91\% = -9,62\text{dB}$, lo cual significa que en este modo ha habido un empeoramiento respecto al diseño inicial pero sigue sin aproximarse al 2% deseado. En cambio para el modo TE01, se obtiene un valor de $t = 2,95\% = -15,29\text{dB}$, el cual se acerca más al valor de potencia residual de diseño.

4.4 Diseño 3: Ajuste de fase con elementos centrados.

Por ello, se realizó un nuevo diseño de la estructura con ranuras siempre centradas introduciendo únicamente desplazamientos del elemento cruz completo pero sin modificar dimensiones de las ranuras de momento.

Por lo tanto, se obtienen unas nuevas distancias, y por ello un nuevo diagrama de radiación teórico. (Ver *Anexo G - Diagramas de radiación teóricos.- Ilustración 0.12 Factor de array inicial vs sin descentramientos*).

Tras esta modificación se obtiene:

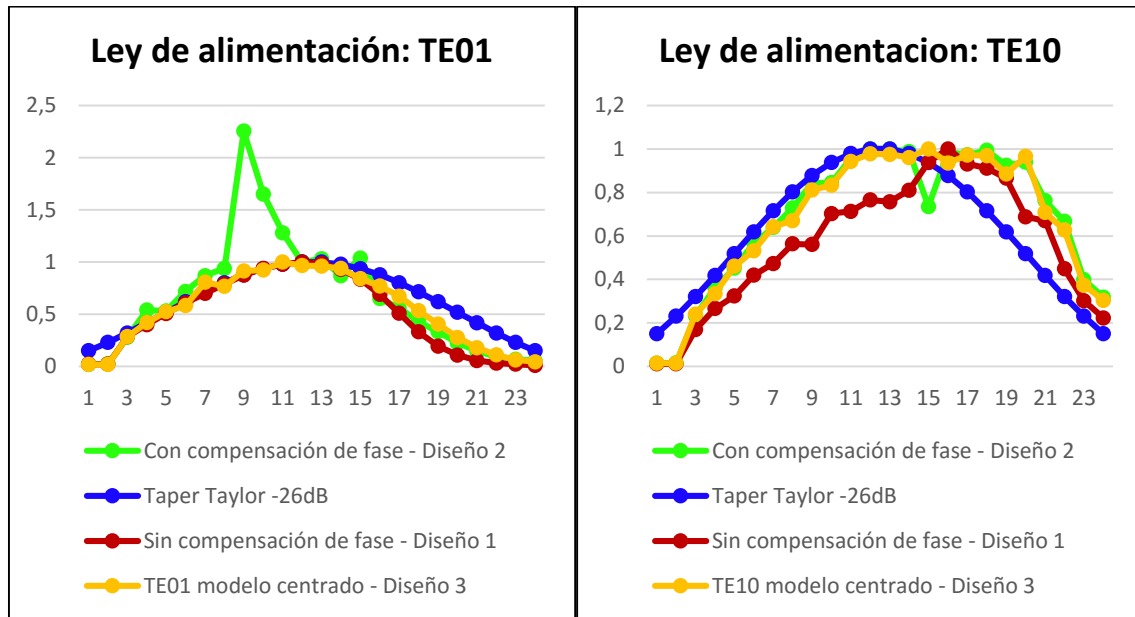


Ilustración 4.9 Comparación Coeficientes A_n

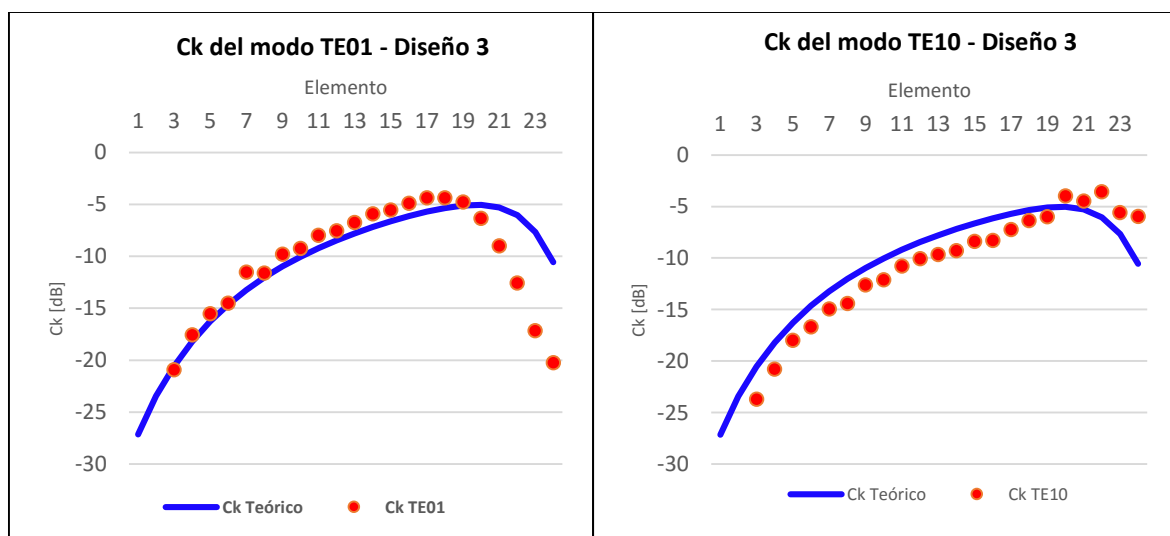


Ilustración 4.10 Coeficientes C_k para Diseño 3

Como puede verse en la Ilustración 4.9 (curvas TE10 modelo centrado-Diseño 3 y TE01 modelo centrado-Diseño 3), para el modo TE01 se ha conseguido solucionar el problema anterior que había en los elementos 9, 10 y 11, dando así una ley de alimentación muy similar a la teórica, mientras que en el modo TE10, como ya se ha dicho antes, permanece aproximadamente igual.

Dicho comportamiento ocurre igual en los coeficientes C_k [Ilustración 4.10]. Cabe destacar que hasta ahora los coeficientes C_k de los dos primeros elementos son demasiado bajos (por debajo de -30dB), lo cual se corregirá más adelante.

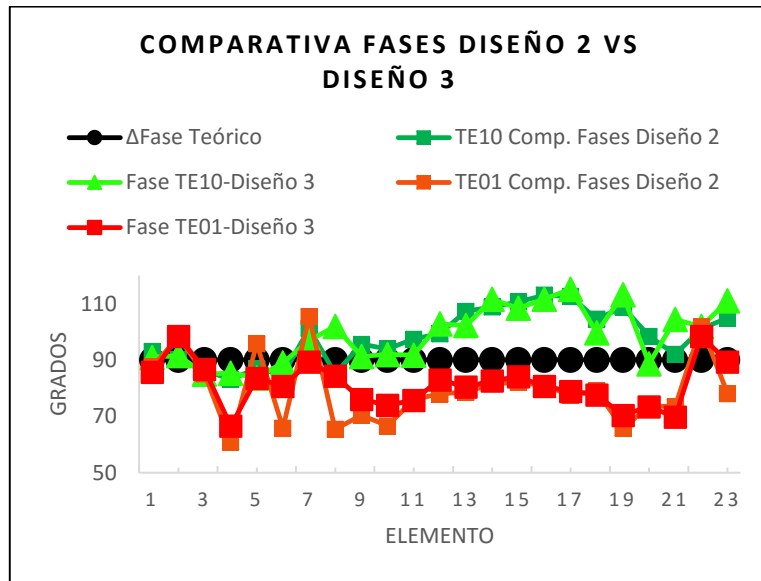


Ilustración 4.11 Comparativa de fases de la estructura para el Diseño 2 vs Diseño 3

A priori se podría pensar que al corregir dicho descentramiento en el elemento transversal iba a producir importantes cambios en el desfase entre elementos. Como se puede comprobar en Ilustración 4.11 las oscilaciones que sufrían los desfases entre elementos se han suavizado, por lo que desde aquí se descarta la posibilidad de un descentramiento mayor de 0.5mm del elemento transversal en el elemento unitario.

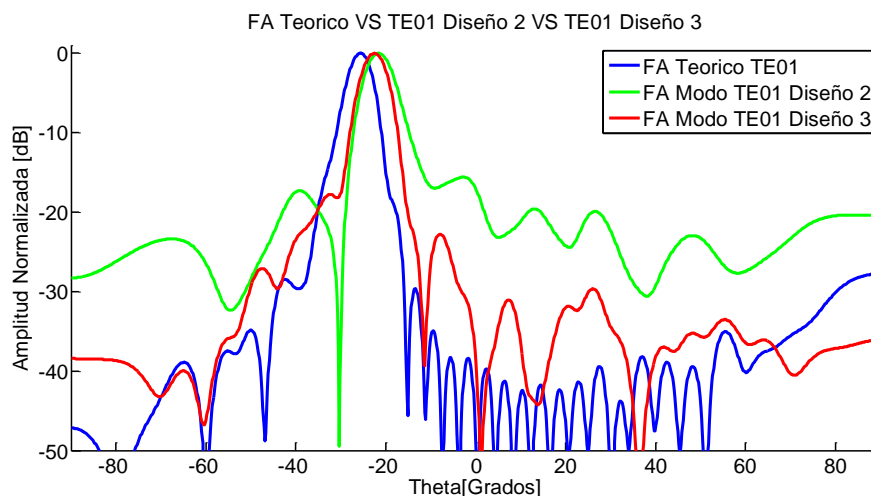


Ilustración 4.12 Diagrama de radiación del modo TE01 – Diseño 3

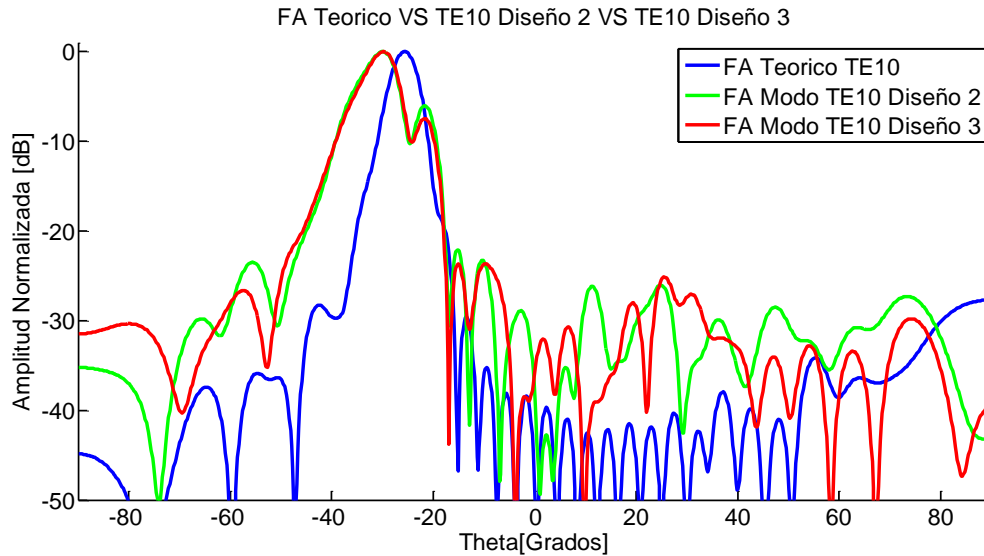


Ilustración 4.13 Diagrama de radiación del modo TE10 – Diseño 3

En el caso del modo TE01, se ha obtenido un diagrama de radiación mejorado con respecto al anterior. Esta mejora se debe a que al volver a centrar las ranuras transversales, la magnitud de C_k de este modo, se ha regulado en los elementos en los que se observaba un pico. Para este modo, se consigue una potencia residual muy próxima a la de diseño ($t = 2.06\% = -16,86\text{dB}$)

En cambio en el modo TE10, no se aprecia prácticamente variación, ya que la magnitud de las ranuras transversales se mantiene aproximadamente igual. Esto también puede apreciarse en la potencia residual donde igualmente apenas se ha modificado ($t = 10,7\% = -9,7\text{dB}$)(Este nivel tan bajo de potencia residual se debe a que como se puede comprobar en la Ilustración 4.10 - Modo TE01, los últimos elementos acoplan mucho menos de lo que deberían).

4.5 Diseño 4: Redimensionamiento del elemento radiante

Como puede observarse en los diversos resultados anteriores, a pesar de haber realizado una pequeña compensación en el desfase entre elementos, el diagrama de radiación continúa siendo una solución peor que el diseño inicial donde no existía compensación alguna [Ilustración 3.13].

Por lo tanto, para poder realizar una pequeña mejora en el diseño, lo más lógico es redimensionar el tamaño de las ranuras de cada uno de los elementos, mediante el método de sectorización, ya que como se ha podido observar los coeficientes C_k , en los elementos de mayor radiación, no se aproximan a los teóricos que se buscan en este diseño. Para esta nueva iteración es importante destacar que sólo se modificaran las dimensiones de las ranuras, manteniendo en todo momento la separación entre elementos obtenida en el diseño anterior, y por lo tanto se espera mantener el desfase entre elementos (Para ver las nuevas dimensiones de las ranuras tras la optimización ver Anexo E Tabla 0.5 Nuevas dimensiones de ranuras y coeficientes C_k en el array completo).

Con la compensación de acoplos se ha conseguido ajustar los coeficientes C_k a los coeficientes objetivo. Además se ha corregido el problema presente en el TFG predecesor

[7][1], en el cual se realizó la optimización con sectores de 3 elementos, con los cuales no se contemplaban acoplos suficientes. Como se puede observar en las gráficas siguientes, con sectores de 7 elementos, el C_k conseguido es bastante próximo al que se obtiene en la estructura completa.

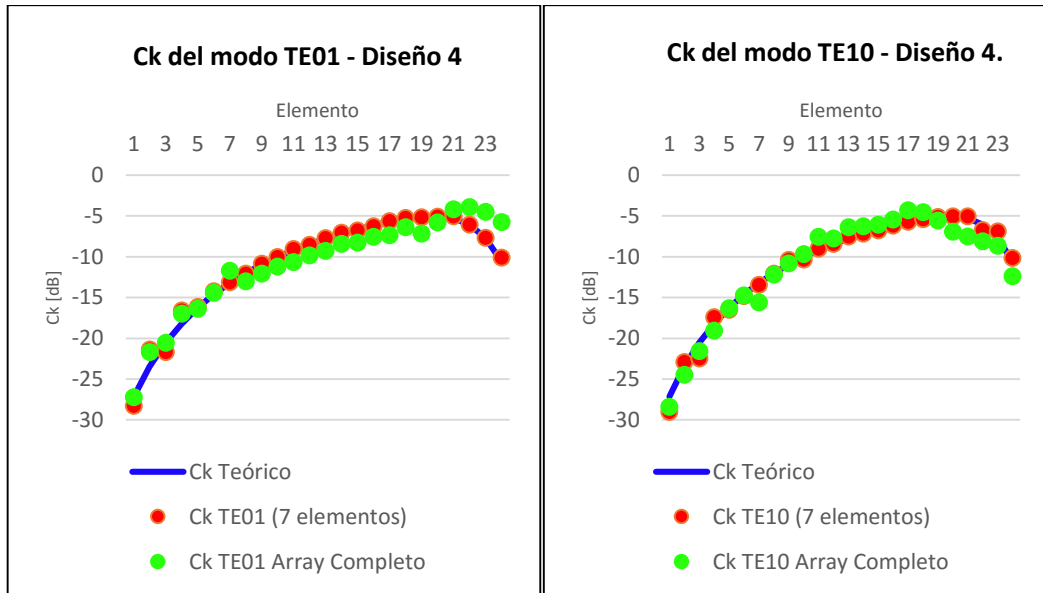


Ilustración 4.14 Comparativa coeficientes C_k del Diseño 4

Este diseño, en cuanto a nivel de acoplamiento de cada ranura, está bastante próximo al teórico requerido. También es importante mirar cómo han quedado, después de esta optimización de los coeficientes de acoplo, el desfase entre elementos y los coeficientes A_n , ya que también determinarían el diagrama de radiación.

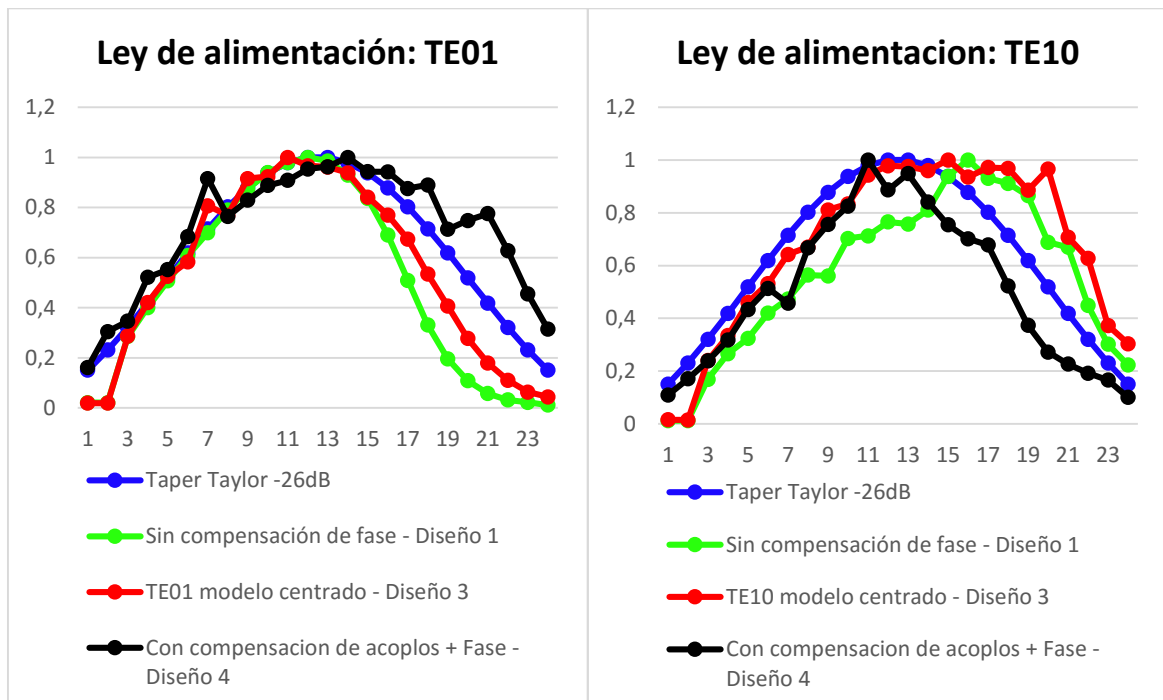


Ilustración 4.15 Comparativa coeficientes A_n con compensación de acoplos

Para el modo TE10 [Ilustración 4.15 - Con compensación de acoplos + Fase] se ha logrado corregir los A_n en los últimos elementos a cambio de tener todos los coeficientes por debajo del valor requerido. En cambio para el modo TE01 [Ilustración 4.15 - Con compensación de acoplos + Fase] se han conseguido unos buenos valores de los coeficientes de alimentación, salvo en los últimos elementos que ahora están un poco por encima de los requeridos.

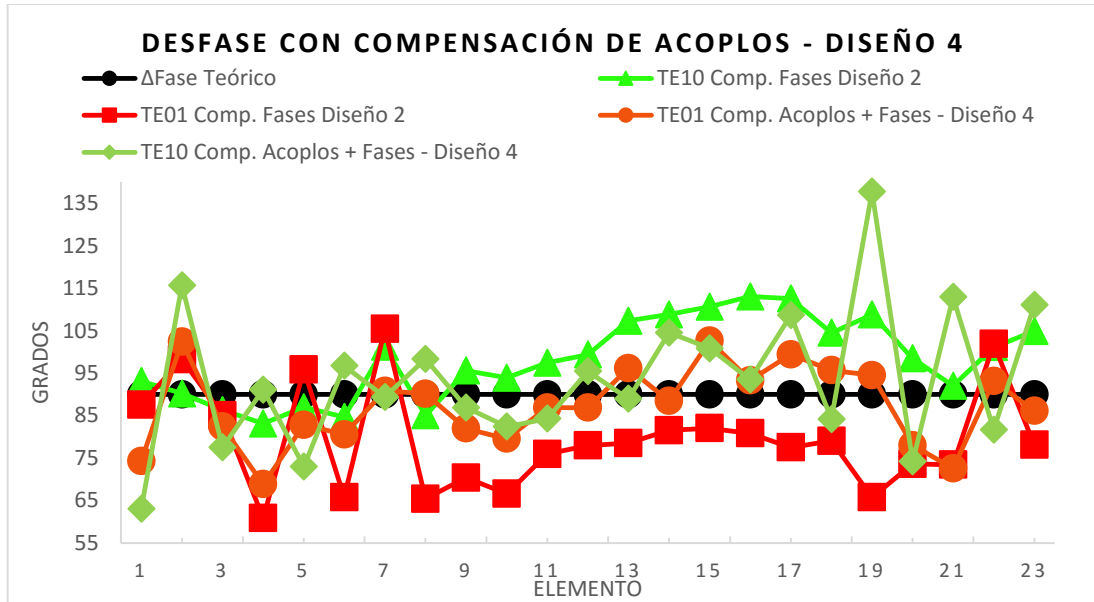


Ilustración 4.16 Comparativa desfase entre elementos con compensación de acoplos

Al igual que los módulos de los coeficientes A_n , las fases para el modo TE01 han experimentado una pequeña mejora, mientras que para el modo TE10, tanto los últimos elementos como los primeros han sufrido grandes variaciones en su fase.

Por último, en consistencia con estos resultados, el diagrama de radiación también habrá sufrido modificaciones en su forma.

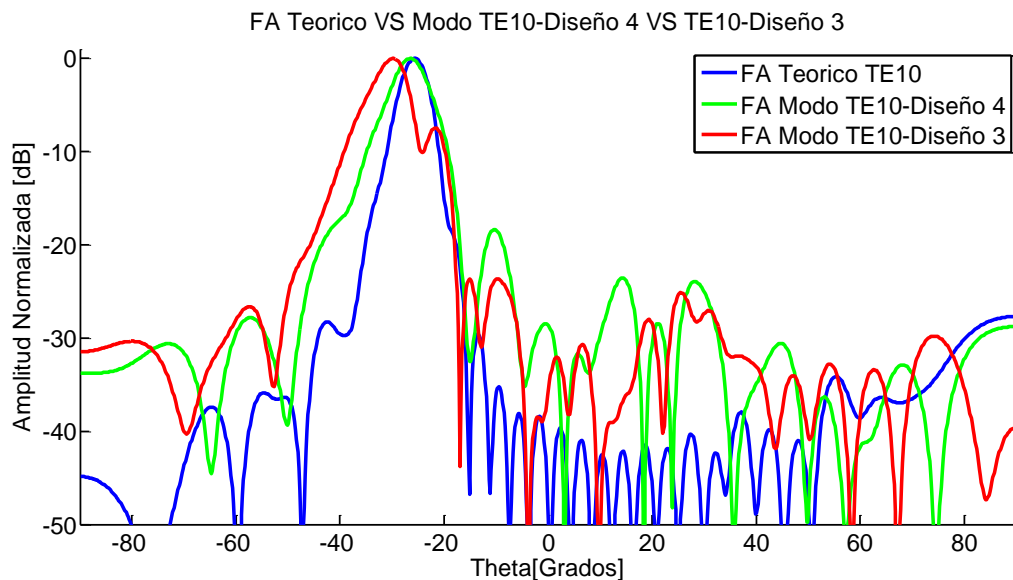


Ilustración 4.17 Diagrama radiación TE10 con compensación de acoplos

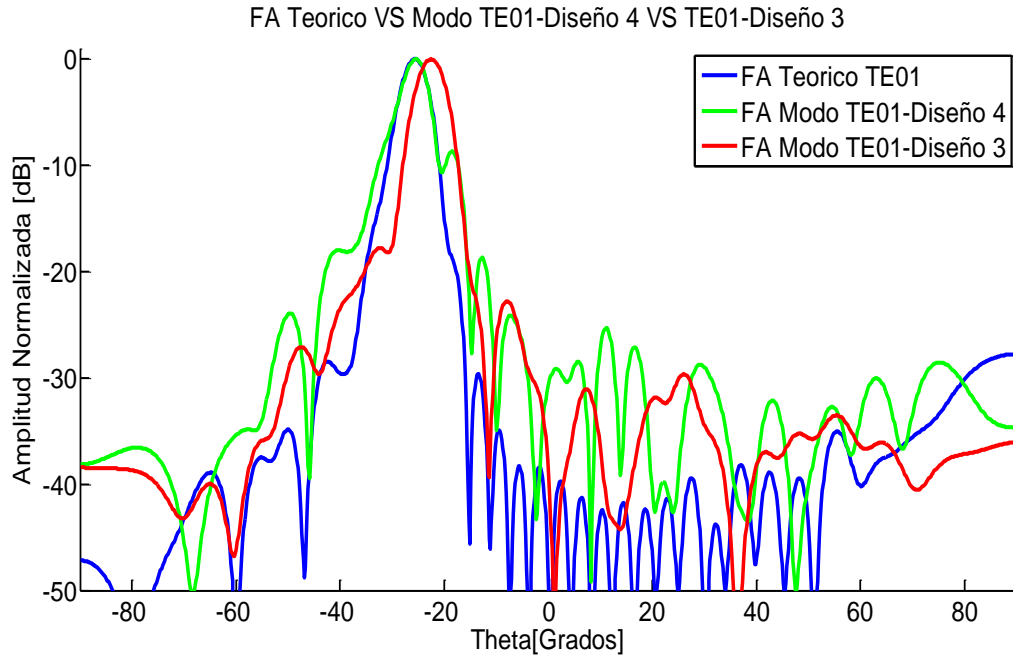


Ilustración 4.18 Diagrama radiación TE01 con compensación de acoplos

Con estos nuevos valores de fases y amplitudes de los coeficientes A_n , se ha logrado mejorar los problemas de apuntamiento del haz principal, pero el nivel de SLL, en especial en el modo TE01, ha empeorado.

A pesar de que con la compensación de acoplos se había conseguido tener unos coeficientes C_k más fieles a los C_k objetivo, las fases se desajustaron considerablemente con respecto a las fases obtenidas en la Ilustración 4.11. Por ello como última prueba y apartado de este TFG se decidió hacer una última optimización, pero en este caso se intentará mejorar tanto los coeficientes C_k así como el desfase entre elementos simultáneamente.

4.6 Diseño 5: Reajuste final de acoplos y desfase entre elementos

En las iteraciones anteriores para optimizar el comportamiento de la estructura, o bien sólo se modificaban las distancias entre elementos y por ello su desfase [Diseño 2: Ajuste de fase entre elementos.], o bien sólo se rediseñaban las dimensiones de las ranuras y por lo tanto su coeficiente de acoplamiento [Diseño 4: Redimensionamiento del elemento radiante].

Para este último apartado del TFG, se realizará una última iteración donde se regularan tanto distancias entre elementos como dimensiones de las ranuras, para así intentar conseguir un diseño óptimo. Para esta última optimización, los resultados obtenidos son los siguientes:

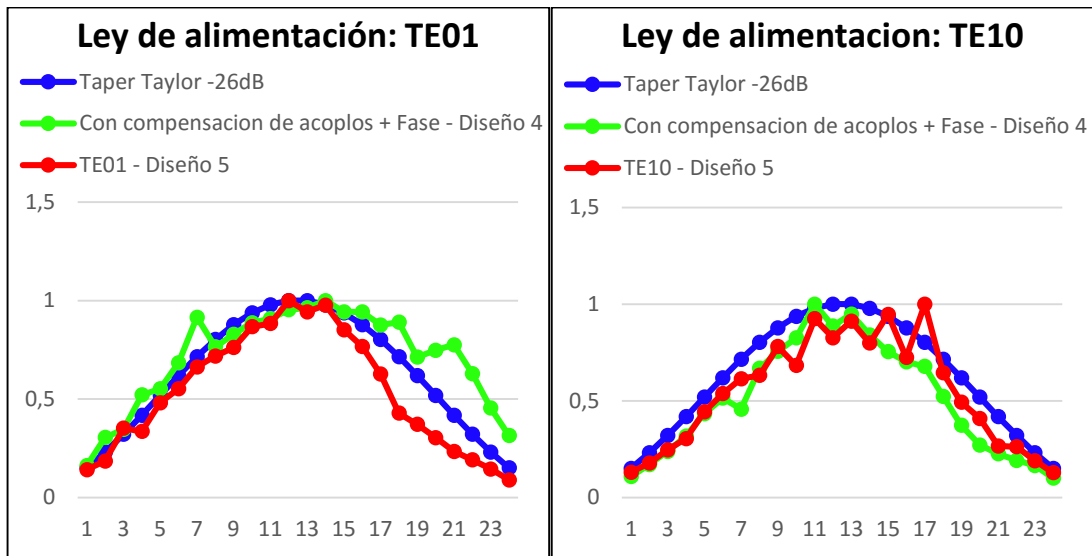


Ilustración 4.19 Coeficientes A_n finales

Los coeficientes A_n no han experimentado demasiada variación, salvo en el modo TE01, donde en el diseño anterior, los últimos elementos tenían valores por encima del valor teórico deseado, mientras que ahora se han reducido más de la cuenta.

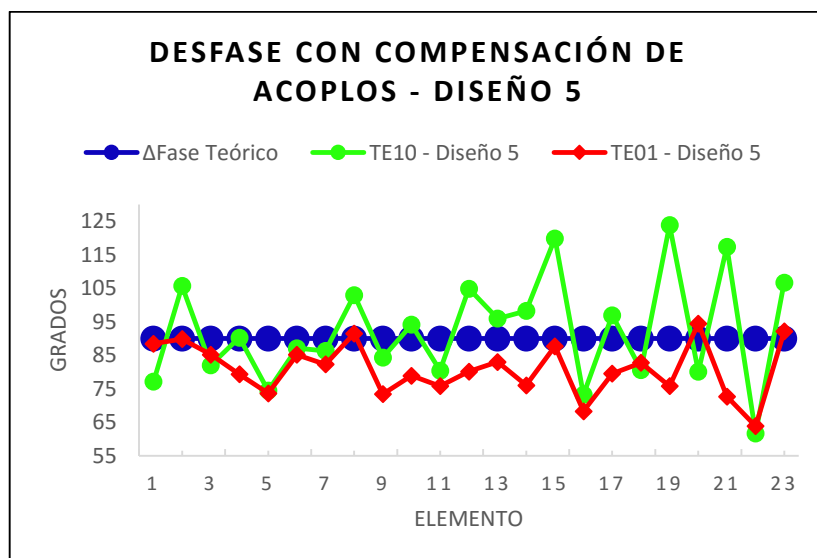


Ilustración 4.20 Fases de la estructura final

En cambio para las fases, para el modo TE01 se aprecia una casi estabilización entorno a los 90° , con variaciones muy pequeñas. En cambio el modo TE10 ha mantenido su comportamiento con respecto al anterior.

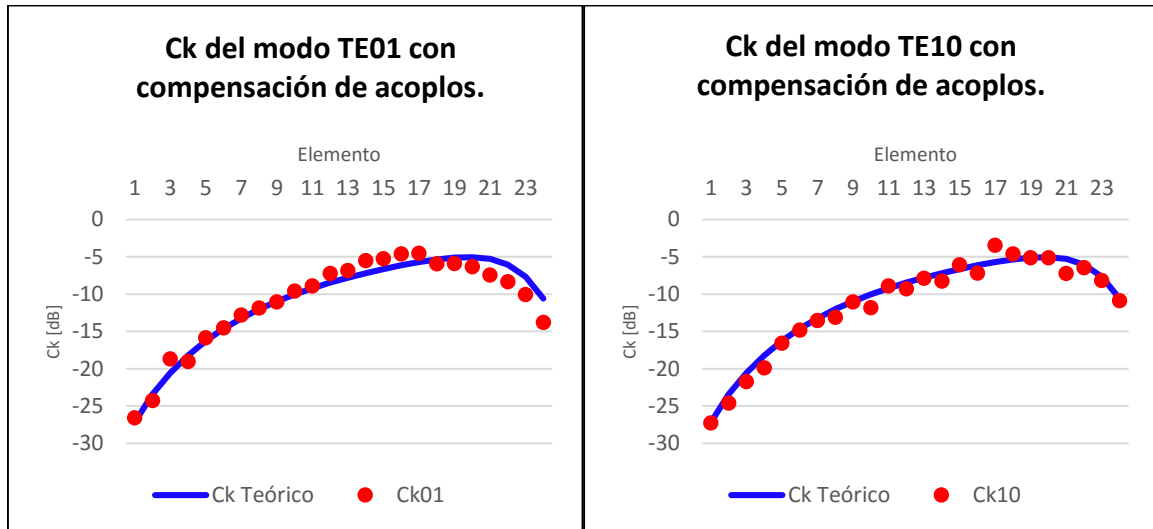


Ilustración 4.21 Coeficientes C_k finales

En estos resultados finales puede comprobarse que la mejora con respecto a los anteriores ha sido casi imperceptible. Por ello a continuación se muestra si la última optimización ha supuesto algún cambio en el diagrama de radiación, ya que uno de los principales objetivos que tenía esta última optimización era mantener en menor o mayor medida los coeficientes de alimentación y conseguir una notable mejor en la fase.

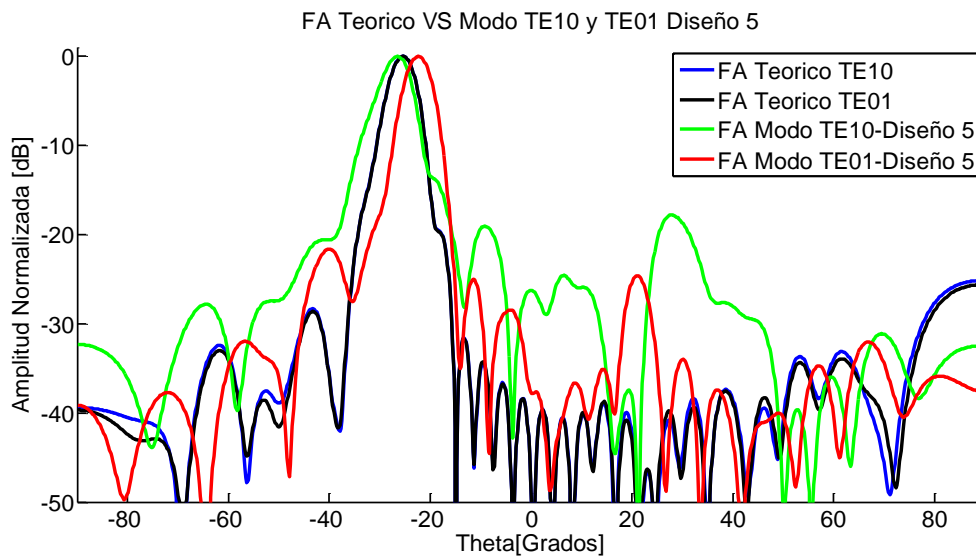


Ilustración 4.22 Diagrama de radiación de la estructura final – Diseño 5

Como se puede comprobar en este nuevo diagrama, el modo TE10 prácticamente no ha variado, pero en cambio, esa mejora en la fase del modo TE01 se traduce en un estrechamiento del haz principal, pero a cambio se ha desapuntado 2° con respecto a su teórico.

Ese desapuntamiento se debe a que a pesar de que la fase está más estable para el modo TE01 que en el diseño anterior, si se calcula el valor medio de las fases, se obtienen 84° aproximadamente, lo que se traduce en ese pequeño desapuntamiento. Por lo que una

comprobación interesante sería ver que le ocurre el diagrama de radiación si al valor medio de la fase del modo TE 01 le sumamos esos 6° que le faltan para llegar a los 90° teóricos:

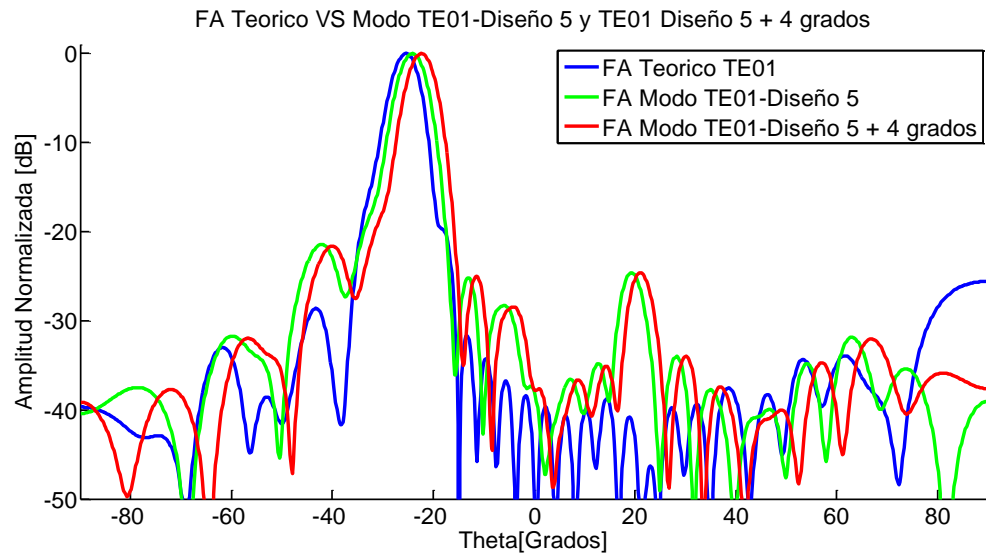


Ilustración 4.23 Factor de Array para Modo TE01 aumentando 4° en la fase

Como podemos comprobar, si ajustásemos en lugar de 84° , como hemos conseguido en este diseño, lo hiciésemos a 90° , prácticamente corregiríamos ese desapuntamiento de 2° que observábamos anteriormente [Ilustración 4.23].

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

Años anteriores, en el departamento de RFCAS de la escuela, se realizaron varias investigaciones sobre la línea de este TFG, que surge a partir de un diseño de un array de 24 ranuras en forma de cruz sobre guía de onda y con polarización dual [7][1]. En este, se realizó una pequeña optimización, en la cual redimensionaron cada uno de los elementos radiantes, pero ignoraron el efecto que produce el desfase entre elementos en el Factor de array. Por ello este proyecto se centró en buscar un método para conseguir corregir los errores de fase.

Mediante la corrección de este error en la fase, regulando la distancia de separación entre un elemento y el siguiente, se observó que ambos modos no tenían el mismo comportamiento, y que cada vez eran más dispares, por lo que se realizó un descentramiento de la ranura transversal sobre la longitudinal. Inicialmente este método no supuso ningún inconveniente, ya que nos movíamos en desplazamientos menores de 0.5mm. En cambio, a partir del elemento 7, este desplazamiento introdujo importantes errores, ya que únicamente se esperaba afectar a la fase del elemento transversal y lo que realmente se observó fue una importante variación tanto en la fase como en el módulo de los A_n de la ranura longitudinal.

A medida que se avanzaba en la guía, resultaba muy complicado conseguir un desfase entre elementos de 90° , por lo que se decidió buscar una solución intermedia y que ambos modos estuviesen lo más cercano posible a la fase teórica. Una vez se terminó este ajuste, se observó que apenas había mejora en el diagrama de radiación, por lo que se decidió a continuación realizar un nuevo ajuste, pero en este caso sólo se modificarían las dimensiones de las ranuras para conseguir unos C_k similares a los teóricos.

Tras esta optimización, solo y únicamente se esperaba observar cambios en los C_k , pero la fase también se vio afectada. Con esta segunda optimización se consiguió un apuntamiento del haz principal perfecto, pero aún se tenía una anchura de haz demasiado ancha sobre todo en el modo TE₁₀.

Finalmente se decidió realizar una última optimización en la que ahora se intentarían ajustar tanto fases como acoplos. Esto nos llevó a un último diseño donde las mejoras no eran muy marcadas sobre el anterior, ya que únicamente se consiguieron bajar el nivel de lóbulos secundarios además de un estrechamiento en el haz principal para ambos modos, pero a cambio el haz del modo TE₀₁ se desapuntó 2° con respecto al deseado.

Una vez terminado el diseño, llegamos a la conclusión de que este proceso de optimización debe ser un proceso iterativo, llegando así a una solución final óptima a base de tiempo computacional. Además al usar segmentación de 7 elementos, en lugar de la antena completa, sigue requiriendo bastante tiempo de computación y aun así no se contemplan todos los efectos de la estructura completa aunque si la mayoría.

5.2 Trabajo futuro

Durante el desarrollo de este trabajo, se llegó a la conclusión de que para conseguir un diagrama de radiación óptimo, es necesario realizar la metodología usada en este TFG durante muchas iteraciones, ya que en cada iteración se conseguirá llegar a una solución algo mejor.

Además en este TFG se deja abierta una nueva línea de investigación, descrita en el **Anexo H Modelo con ranuras intercaladas**, en el cual se propone un nuevo array donde las ranuras transversal y longitudinal irán intercaladas a lo largo de la guía, eliminando así los inconvenientes y limitaciones que suponía usar un elemento en cruz.

Referencias

- [1] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, “IEEE Std 145-1938, vol., no., pp.1,31, June 22 1983”
- [2] A. Cardama, *Antenas, Capítulo 1.2. Parámetros de antenas de transmisión & Capítulo 5. Agrupaciones de antenas & Capítulo 6.3. Ranuras*, Iniciativa Digital Politécnica, 2002.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, Chapter 2.3 – Microwave Network Analysis*, John Wiley & Sons, 2005.
- [4] J. A. Ruiz Cruz, *Apuntes de la Asignatura Medios de transmisión, IV.3. Guía de onda rectangular & V. Parámetros S*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2012.
- [5] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, Chapter 1.2 – Types of Antennas & Chapter 2.2 - Radiation Pattern & Chapter 12 – Aperture Antennas*, 3rd Edition ed. 2005.
- [6] J. L. Masa Campos, *Apuntes de la Asignatura Antenas y compatibilidad electromagnética, Tema 4. Arrays*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2014.
- [7] S. Sánchez Sánchez, *Trabajo de Fin de Grado - Diseño de array lineal de ranuras con doble polarización dual alimentado mediante guía en sustrato*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2015.
- [8] D. Barrio Tejedor, *Trabajo de Fin de Grado - Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2014.

Anexos

A. Tipos de antenas

Una antena se puede clasificar por muchos parámetros diferentes. La manera más habitual de categorizar una antena es en función de la topología del elemento radiante, por ello se pueden distinguir [5]:

- **Antenas lineales:** Antenas formadas por hilos conductores eléctricamente delgados, cuyo radio (a) es mucho menor que la longitud de onda (λ_0). Por ellas circula una corriente longitudinal variante en el tiempo, provocando así una radiación. En esta categoría podemos encontrar: monopolos, dipolos, antenas de cuadro,...
- **Antenas impresas:** Antenas fabricadas sobre sustrato de circuito impreso. El espesor del sustrato utilizado puede estar entre $0.005\lambda_0$ y $0.2\lambda_0$. Son antenas de bajo coste pero de banda estrecha y con limitaciones de potencia. Gracias a su reducido tamaño son muy usadas en telefonía móvil, comunicaciones por satélite, radares,...
- **Antenas de Apertura:** Antenas en las que la radiación sale a través de una apertura física en la antena. Estas antenas tienen una alta ganancia y un gran ancho de banda. Los ejemplos más típicos son Bocinas, Reflectores.
- **Arrays de antenas:** Agrupaciones de cualquier tipo de elementos radiantes (dipolos, parches, ranuras...), lo cual conlleva una mejora de la directividad de la antena y por ello un aumento de la ganancia con respecto al elemento unitario. La red de alimentación conecta todos los elementos entre sí y por ello adquiere una gran importancia en los diseños.
- **Antenas inteligentes:** Formadas por arrays de antenas en las que, mediante algoritmos de procesamiento de señal, se puede modificar sus propiedades de radiación.

B. Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación se denomina a la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio [6][5], cuyas magnitudes que lo definen son:

- Radio r : distancia al origen.
- Ángulo polar o **elevación** θ : ángulo respecto al eje \hat{z} .
- Azimut φ : ángulo respecto al eje x .

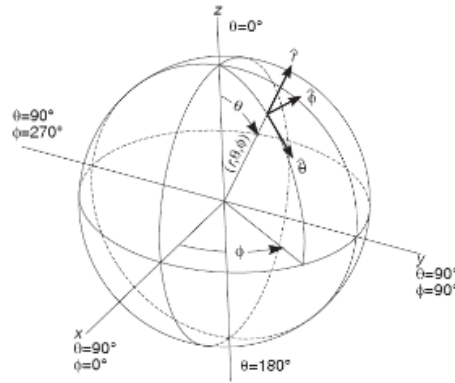
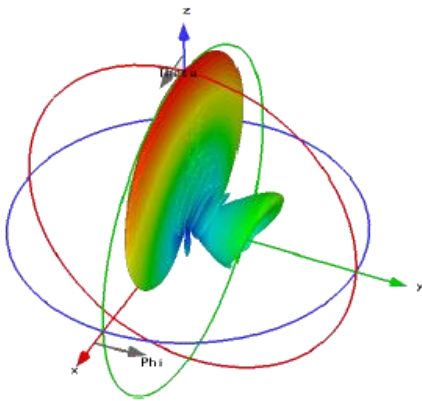
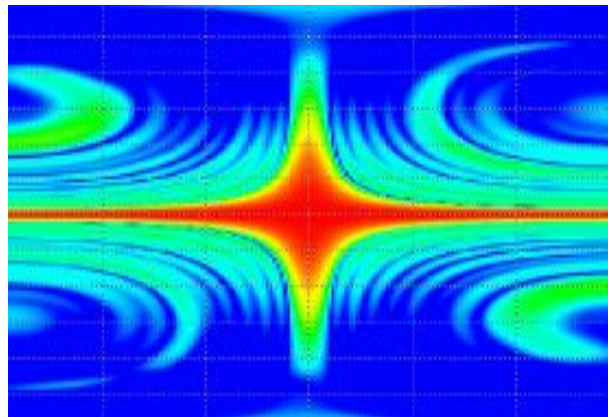


Ilustración 0.1 Diagrama de radiación – Coordenadas esféricas

Los diagramas de radiación pueden representarse de manera tridimensional pero generalmente resulta más útil usar la representación 2D. *CST Studio Suite* permite usar la representación gráfica de diferentes maneras: 2D, 3D, curvas de nivel, etc.



a) Representación 3D en coordenadas esféricas



b) Representación 2D por curvas de nivel

Ilustración 0.2 Representación diagramas de radiación

Para antenas directivas y de polarización lineal, basta con conocer los diagramas de los planos principales, *plano Eléctrico* o *plano E* y *plano Magnético* o *plano H*.

- **Plano E:** Contiene el vector de campo eléctrico E y la dirección de máxima radiación.

- **Plano H:** Contiene el vector de campo magnético \vec{H} y la dirección de máxima radiación.

Habitualmente, los ejes de representación se colocan de aquella forma en la que el máximo de radiación se encuentre en la dirección del eje \hat{z} . Por lo que siguiendo con dicha representación, el vector \vec{E} se encontraría orientado según \hat{y} , es decir, el plano E correspondería al plano YZ (coordenadas cartesianas) o plano $\varphi=90^\circ$ (coordenadas esféricas), el vector \vec{H} estará orientado según \hat{x} , es decir el plano XZ (coordenadas cartesianas) o plano $\varphi=0^\circ$ (coordenadas esféricas) [Ilustración 0.3].

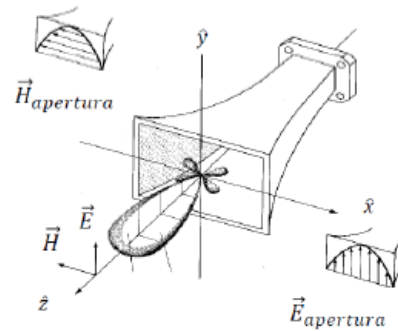
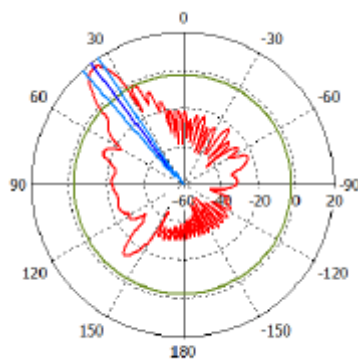
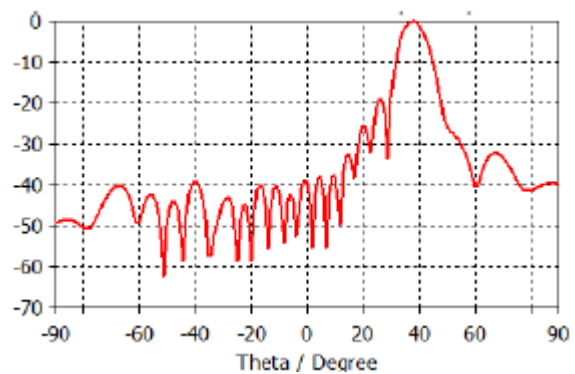


Ilustración 0.3 Antena de Bocina

Para representar los diagramas de radiación, la forma más utilizada y fácil de ver, suele ser en coordenadas polares o coordenadas cartesianas:



a) Coordenadas Polares.



b) Coordenadas Cartesianas.

Ilustración 0.4 Diagramas de radiación – Tipos de coordenadas 2D.

C. Bandas de frecuencias

Se entiende por bandas de frecuencias los intervalos de frecuencia del espectro electromagnético, cada uno destinado a un uso diferente dentro del sector de las radiocomunicaciones. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) es la encargada de regular su uso [6].

Banda	Frecuencia	Longitud onda	Denominación	Aplicaciones
ELF	< 3 KHz	> 100 km	Extremely Low Frequency	
VLF	3 – 30 KHz	100 – 10 km	Very Low Frequency	Navegación, Sonar
LF	30 – 300 KHz	10 – 1 km	Low Frequency	Radio balizas, ayudas navegación
MF	0.3 – 3 MHz	1000 – 100 m	Medium Frequency	AM radiodifusión, radio marítima, guarda costas
HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m	High Frequency	Teléfono, telegrafía, radioaficionados
VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m	Very High Frequency	TV, FM radiodifusión, control aéreo
UHF	0.3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Ultra High Frequency	TV, celular(UMTS, GSM), radar, GPS
SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Super High Frequency	WLAN, radioenlaces, radar aéreo, com.s satélite (DBS)
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Extremely High Frequency	Radar militar, com.s inalámbricas de banda ancha, sistemas de guiado autónomo vehículos

Tabla 0.1 División por décadas.

Banda	Frecuencia	Longitud onda
L	1 - 2 GHz	30 – 15 cm
S	2 - 4 GHz	15 – 7.5 cm
C	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75 cm
X	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
Ku	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
K	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	26.5 – 40 GHz	11.1 – 7.5 mm
mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

Tabla 0.2 División en Microondas.

D. Conceptos previos sobre antenas

a. Ángulo sólido.

Se entiende por ángulo sólido la zona del espacio abarcada por un cono formado por una sucesión de líneas radiales con vértice en el centro de una esfera [6][5]. Su unidad de medida es el estereorradián, que corresponde al ángulo sólido abarcado por una superficie esférica de valor r^2 , situada sobre una esfera de radio r [Ilustración 0.5].

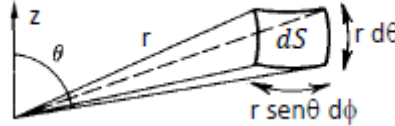


Ilustración 0.5 Ángulo sólido.

$$\text{Ángulo Sólido} = d\Lambda = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi}{r^2} = \sin(\theta) d\theta d\phi$$

Ecuación 0.1 Ángulo sólido.

b. Intensidad de radiación.

La intensidad de radiación es la potencia radiada por ángulo sólido [6][5]. Esta representa la capacidad que tiene una antena para radiar energía en una determinada dirección. Se define de la siguiente forma:

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_{rad}(\text{en un } dS)}{d\Lambda} = \frac{|\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle| dS}{d\Lambda} = r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|$$

Ecuación 0.2 Intensidad de radiación

Donde el **vector de Poynting** ($\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle$) corresponde a la densidad de potencia transportada por la onda esférica radiada por la antena. Su unidad de medida en el Sistema Internacional es $\left[\frac{W}{m^2} \right]$

$$\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle = \frac{1}{2\eta_0} \frac{\left[|F_\theta(\theta, \phi)|^2 + |F_\phi(\theta, \phi)|^2 \right]}{r^2} r$$

Ecuación 0.3 Vector de Poynting

c. Ganancia directiva y directividad

Se entiende por **Ganancia directiva** la relación entre la intensidad de radiación de la antena en cada dirección del espacio, y la de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total [6][5].

$$U_{iso} = \frac{P_{rad}}{\Lambda_{iso}} = \frac{P_{rad}}{4\pi}$$

Ecuación 0.4 Intensidad de radiación de una antena isotrópica

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{r^2 \langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{rad}}$$

Ecuación 0.5 Ganancia directiva

Su unidad de medida son los ***dBi*** (dB relativos a la antena isotrópica). A partir de aquí, se puede obtener ***D₀*** o ***Directividad***, que es la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

$$D_0 = D(\theta_0, \phi_0) \geq 0 \text{ dBi}$$

Ecuación 0.6 Directividad

d. Ganancia de potencia

La ganancia de potencia (***G(θ,φ)***) es la relación en todas las direcciones del espacio, entre la intensidad de radiación de la antena y la de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada P_{ent} de la antena bajo análisis [6][5].

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|}{P_{ent}}$$

Ecuación 0.7 Ganancia de potencia

Al igual que la directividad, su unidad de medida son los ***dBi***, y se puede calcular la ganancia máxima ***G₀*** como el valor de ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación.

e. Eficiencia

La eficiencia es la medida que cuantifica las pérdidas totales en los terminales de entrada y en la estructura de la antena y se define como:

$$\zeta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{D_0}{G_0}$$

Ecuación 0.8 Eficiencia

f. Polarización

La polarización es un indicador de la orientación del vector de campo eléctrico con el paso del tiempo en un punto fijo del espacio. De otra forma, la polarización es la figura geométrica descrita por el extremo del vector de campo radiado y su sentido de giro, siempre visto en una posición detrás de la antena transmisora.

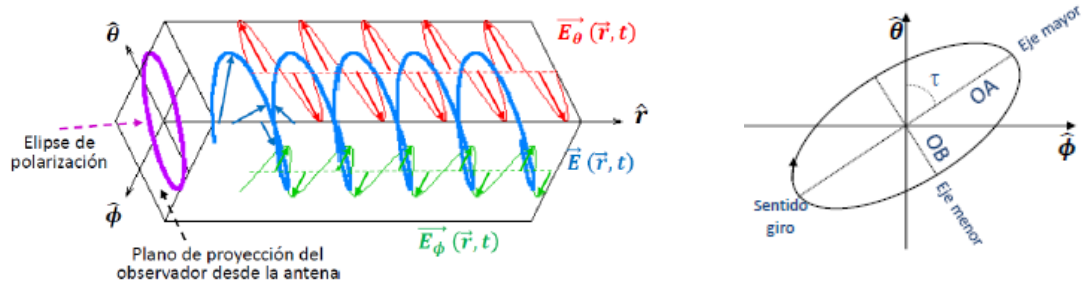


Ilustración 0.6 Polarización

Del concepto de polarización surge la **relación axial** o **axial ratio** (AR), con el cual se indica cuál de los tres tipos de polarización tiene el campo eléctrico. La relación axial es el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, tomando valores entre $1 \leq AR \leq \infty$.

$$AR = \frac{M}{N}$$

Ecuación 0.9 Relación axial

Existen distintos tipos de polarizaciones:

- **Polarización Lineal:** La figura trazada por la variación del vector de campo radiado a lo largo del tiempo es un segmento. Puede ser horizontal o vertical. Se produce cuando las componentes x e y están en fase (0°) o en contrafase (180°). El Axial Ratio vale ∞ .
- **Polarización circular:** La figura trazada por la variación del vector de campo radiado a lo largo del tiempo es una circunferencia. Puede ser circular a derechas o a izquierdas. Esta polarización se produce cuando la componente x e y tienen la misma amplitud y son ortogonales entre sí. Si el desfase entre ambas componentes es de $+90^\circ$, la polarización será circular a izquierdas, y si tienen un desfase de -90° , la polarización será circular a derechas. En este caso el Axial Ratio es igual a 1.
- **Polarización elíptica:** La figura trazada por la variación del vector de campo radiado a lo largo del tiempo es una elipse. Esta polarización se produce cuando no es ninguno de los dos casos anteriores, y al igual que en la polarización circular, esta también puede ser a izquierdas o a derechas. En este caso el Axial Ratio esta entre $1 \leq AR \leq \infty$.

E. Diseño y caracterización.

a. Diseño de la guía de onda.

En este apartado no se hará mucho hincapié, simplemente se hará una pequeña explicación de las dimensiones de guía de onda, así como los sustratos con los cuales se rellenará.

Uno de los principales objetivos marcados para este trabajo era realizar una antena de doble polarización, por ello se utilizará una guía de onda cuadrada, ya que con ella se pueden transmitir los modos TE₁₀ y TE₀₁ simultáneamente. Además la ortogonalidad de los modos, permite la transmisión de señales distintas en la misma banda sin ninguna interferencia.

Las dimensiones de la guía están limitadas por las dimensiones del sustrato que se va a usar, por ello se llegó a la conclusión de que una solución adecuada sería apilar cuatro sustratos de RF35 Taconic de 1.52 mm, con lo cual se obtiene una dimensión de guía de onda de $a = 6.08$ mm.

PARÁMETRO	VALOR
a	6.08 mm
ϵ_r	3.5
$f_c^{TE_{10}}$	13.187 GHz
$f_c^{TE_{01}}$	13.187 GHz
$\lambda_g^{TE_{10}}$	14.947 mm

Ilustración 0.7 Parámetros de la guía de onda

Teniendo en cuenta estos datos obtenemos la siguiente carta de modos:

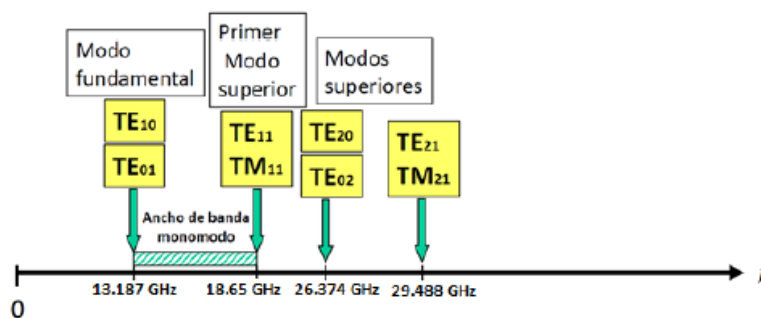


Ilustración 0.8 Carta de modos de nuestra guía de onda

b. Alimentación por onda progresiva

Al igual que en TFGs anteriores, la alimentación que se usará, es una alimentación por onda progresiva, lo cual significa que la señal es inyectada en uno de los extremos de la guía de onda y disminuyendo su potencia a medida que pasa por cada ranura. Por eso, con este tipo de alimentación, la potencia que le llega al primer elemento es mayor que la del segundo, y así sucesivamente. Si tenemos en cuenta este hecho, cuanto más cerca del principio de la guía de onda estemos, más pequeña deberá ser la ranura, y al contrario.

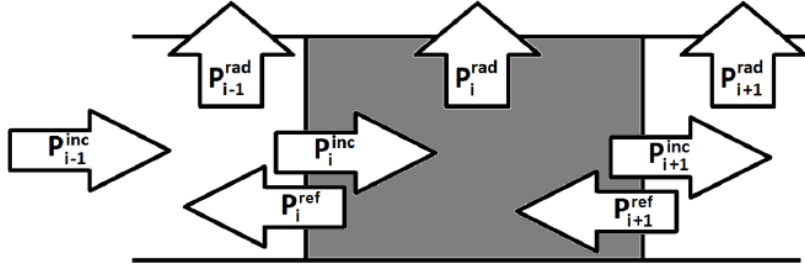


Ilustración 0.9 Alimentación por onda progresiva

Teniendo en cuenta la ilustración anterior [Ilustración 0.9], asumiendo que las reflexiones son tan pequeñas que llegan a ser despreciables ($P_i^{ref} \approx 0$), se define que la potencia entregada al elemento i es igual a la potencia entregada al elemento $i-1$ menos la potencia radiada por dicho elemento ($i-1$).

$$p_i^{inc} = p_{i-1}^{inc} - p_{i-1}^{rad}$$

Ecuación 0.10 Alimentación por onda progresiva

F. Tablas

Elemento	Lx [mm]	Ly [mm]	Ckteorico(t=0,02) [dB]	CkTE10 [dB]	CkTE01 [dB]
1	0,95	0,95	-27,15148	-23,515216	-23,523351
2	0,95	0,95	-23,43474	-23,515216	-23,523351
3	3,305	3,49	-20,55061	-20,552104	-20,549473
4	3,695	3,985	-18,21602	-18,201738	-18,21094
5	3,935	4,32	-16,27660	-16,287555	-16,270598
6	4,11	4,583	-14,63748	-14,620356	-14,628222
7	4,242	4,79	-13,23432	-13,241726	-13,243164
8	4,35	4,97	-12,02037	-12,026635	-12,031121
9	4,439	5,128	-10,96020	-10,959825	-10,960676
10	4,514	5,265	-10,02620	-10,024852	-10,027307
11	4,581	5,385	-9,19653	-9,1490249	-9,190388
12	4,635	5,495	-8,45393	-8,4343228	-8,4592258
13	4,683	5,599	-7,78495	-7,7887999	-7,7854476
14	4,724	5,698	-7,17966	-7,1873253	-7,1674354
15	4,765	5,787	-6,63178	-6,6361857	-6,6369232
16	4,802	5,872	-6,13949	-6,1389436	-6,140096
17	4,835	5,955	-5,70751	-5,7129851	-5,7049237
18	4,865	6,028	-5,35120	-5,3550275	-5,3502488
19	4,884	6,082	-5,10485	-5,1061871	-5,1096215
20	4,89	6,1	-5,03714	-5,0345767	-5,0327854
21	4,87	6,045	-5,27676	-5,2757178	-5,2735367
22	4,809	5,89	-6,04430	-6,0476567	-6,0428055
23	4,6886	5,618	-7,66718	-7,6651269	-7,6600119
24	4,471	5,186	-10,56888	-10,565707	-10,565422

Tabla 0.3 Longitudes y coeficientes de acoplo sin compensación de acoplos

Elemento	Sin compensación de fase				Con compensación de fase			
	d_X (TE10)	d_Y (TE01)	TE10 sin compensar	TE01 sin compensar	d_X (TE10)	d_Y (TE01)	TE10 Compensado	TE01 Compensado
1-2	10,8728	10,8728	100,2929	100,4001	11,7884	11,7676	93,0979	87,5888
2-3	10,8728	10,8728	95,4966	92,7324	10,4808	10,3837	90,2003	98,2842
3-4	10,8728	10,8728	93,8012	90,0663	10,4808	11,2765	86,2819	85,0953
4-5	10,8728	10,8728	94,1555	87,2123	11,2345	11,3345	83,1344	60,8534
5-6	10,8728	10,8728	91,4945	84,1830	11,1728	11,1728	86,9705	95,8402
6-7	10,8728	10,8728	91,8567	81,3866	11,1728	10,8416	84,6596	65,7891
7-8	10,8728	10,8728	88,2712	78,2328	10,4923	10,5696	101,2032	105,4113
8-9	10,8728	10,8728	88,3181	75,1856	10,9187	10,3274	85,0319	65,4284
9-10	10,8728	10,8728	85,5851	71,6257	10,5928	10,7782	95,5839	70,4021
10-11	10,8728	10,8728	84,5200	68,3063	10,4254	10,5828	93,9092	66,5767
11-12	10,8728	10,8728	83,0841	64,6059	10,3765	10,5163	97,4274	75,9653
12-13	10,8728	10,8728	82,6026	60,4631	10,1043	10,0743	99,3521	77,9793
13-14	10,8728	10,8728	76,4057	56,5376	9,9064	9,9842	107,3005	78,5138
14-15	10,8728	10,8728	79,9026	51,7514	9,7487	9,7850	108,8431	81,5271
15-16	10,8728	10,8728	79,0377	46,8329	9,5478	9,5922	110,6386	82,0484
16-17	10,8728	10,8728	69,2898	43,5906	9,5382	9,5530	113,0267	80,8288
17-18	10,8728	10,8728	69,9615	42,3420	9,4799	9,4934	112,5610	77,5097
18-19	10,8728	10,8728	64,3887	43,0718	9,5052	9,5097	104,5087	79,0427
19-20	10,8728	10,8728	70,7780	45,3192	9,6213	9,6308	108,7882	65,7541
20-21	10,8728	10,8728	67,5395	49,9480	9,8959	10,0411	98,4449	73,6420
21-22	10,8728	10,8728	69,6516	61,3813	10,2791	10,0298	92,0183	73,4287
22-23	10,8728	10,8728	89,5678	64,9653	10,2203	10,0712	101,0923	101,8560
23-24	10,8728	10,8728	76,4306	66,2742	9,9360	9,7473	104,9208	78,1019

Tabla 0.4 Distancias entre elementos con compensación de fases

Elemento	Diseño inicial		Con compensación de acoplos + Fase		C_k ($t=0,02$)	C_k con compensación de acoplos	
	Longitudinal (Ly)	Transversal (Lx)	Longitudinal (Ly)	Transversal (Lx)		C_k TE10	C_k TE01
1	0,95	0,95	2,540	2,670	-27,151	-29,036	-28,311
2	0,95	0,95	3,400	3,400	-23,435	-22,905	-21,382
3	3,49	3,305	3,560	3,550	-20,551	-22,487	-21,712
4	3,985	3,695	4,080	4,000	-18,216	-17,419	-16,619
5	4,32	3,935	4,220	4,130	-16,277	-16,542	-16,179
6	4,583	4,11	4,583	4,350	-14,637	-14,827	-14,251
7	4,79	4,242	4,790	4,242	-13,234	-13,472	-13,167
8	4,97	4,35	4,780	4,590	-12,020	-12,083	-12,100
9	5,128	4,439	4,845	4,635	-10,960	-10,413	-10,877
10	5,265	4,514	5,010	4,710	-10,026	-10,348	-10,051
11	5,385	4,581	5,070	4,800	-9,197	-9,019	-9,061
12	5,495	4,635	5,200	4,830	-8,454	-8,449	-8,565
13	5,599	4,683	5,300	4,890	-7,785	-7,530	-7,724
14	5,698	4,724	5,380	4,930	-7,180	-7,196	-7,060
15	5,787	4,765	5,470	4,950	-6,632	-6,769	-6,770
16	5,872	4,802	5,500	4,980	-6,139	-6,218	-6,281
17	5,955	4,835	5,580	5,010	-5,708	-5,719	-5,649
18	6,028	4,865	5,610	5,030	-5,351	-5,409	-5,244
19	6,082	4,884	5,590	5,000	-5,105	-5,155	-5,189
20	6,1	4,89	5,556	4,880	-5,037	-5,060	-5,099
21	6,045	4,87	5,780	4,960	-5,277	-5,050	-5,059
22	5,89	4,809	5,694	4,830	-6,044	-6,762	-6,077
23	5,618	4,6886	5,640	4,937	-7,667	-6,889	-7,673
24	5,186	4,471	5,270	4,640	-10,569	-10,179	-10,106

Tabla 0.5 Nuevas dimensiones de ranuras y coeficientes C_k en el array completo

G. Diagramas de radiación teóricos.

Para las distancias de separación teóricas iniciales se obtiene el siguiente diagrama de radiación teórico:

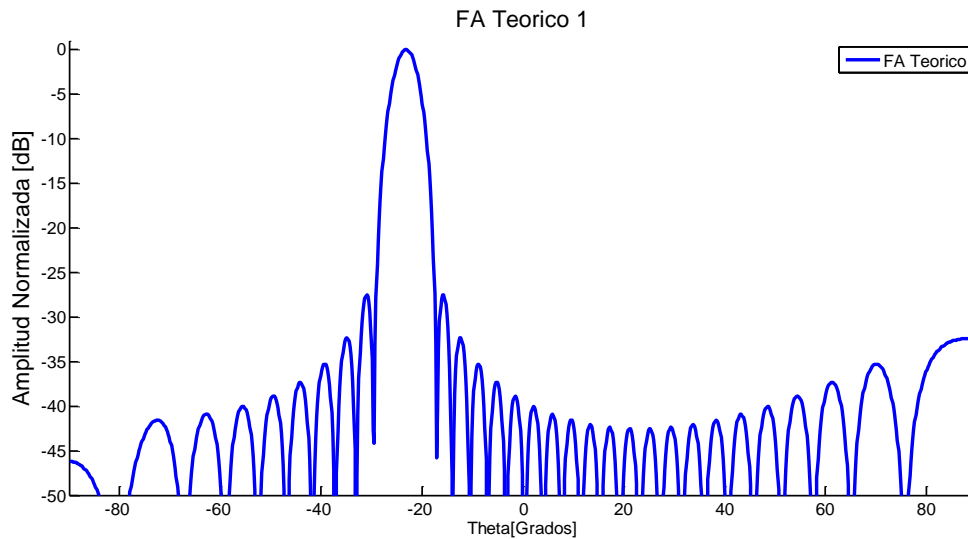


Ilustración 0.10 Factor de array teórico para $d=3\lambda_g/4$

Tras realizar el ajuste de fase entre los elementos, se modifica la distancia de separación entre ellos, dando lugar así a un nuevo diagrama de radiación teórico, que como puede observarse en la siguiente ilustración [Ilustración 0.11 Factor de array inicial vs Factor de array con las distancias compensadas], se ha producido un ligero desapuntamiento y un ensanchamiento del haz principal en ambos modos (Se obtiene un diagrama de radiación distinto para cada modo ya que las distancias de separación no son las mismas para cada uno).

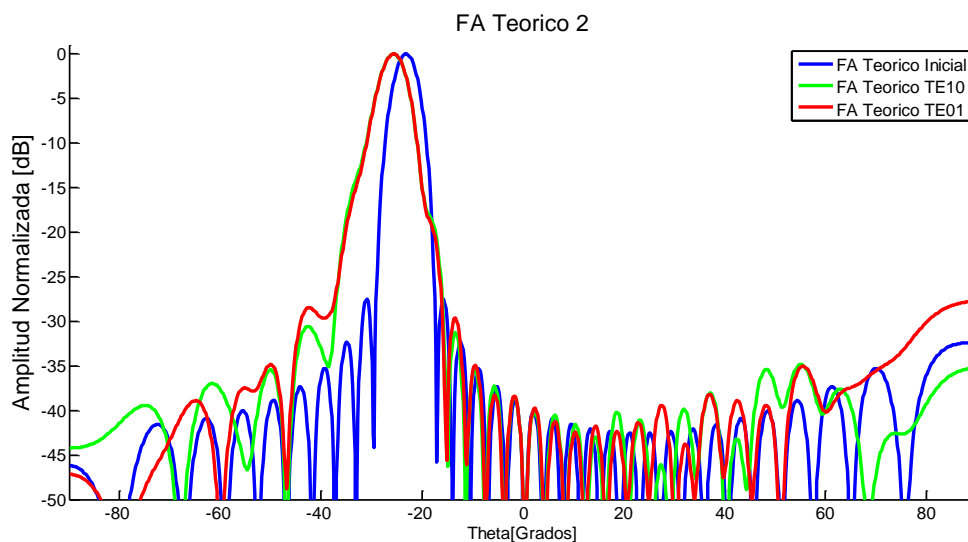


Ilustración 0.11 Factor de array inicial vs Factor de array con las distancias compensadas

Tras eliminar los descentramientos de las ranuras transversales, se llegó a unas distancias muy similares tanto para las ranuras transversales como para las longitudinales, por lo que se obtienen ambos diagramas prácticamente iguales.

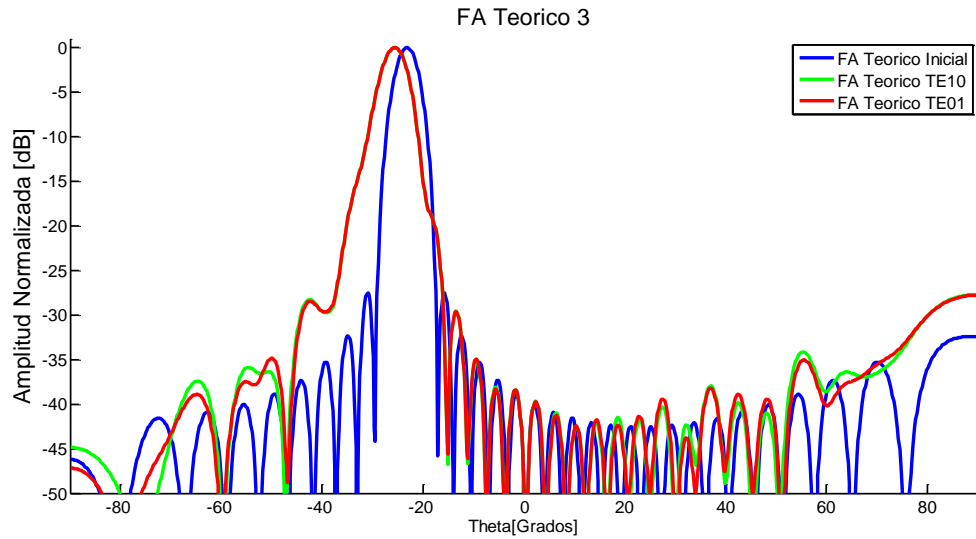


Ilustración 0.12 Factor de array inicial vs sin descentramientos

Finalmente en la última optimización, se reajustan de nuevo las distancias entre los elementos, por lo que daría lugar al último y definitivo diagrama de radiación teórico.

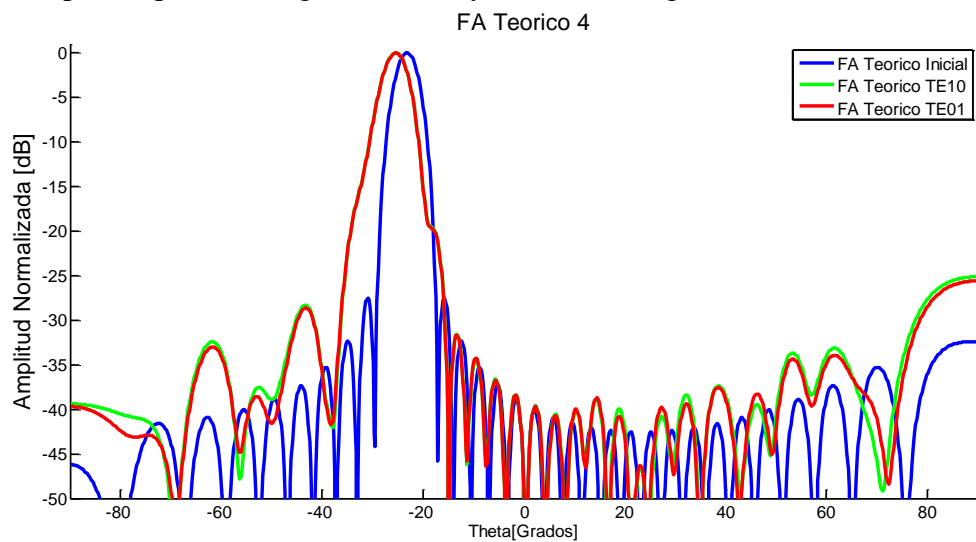


Ilustración 0.13 Factor de array inicial vs final

H. Modelo con ranuras intercaladas

Durante el desarrollo de un método para realizar un ajuste de fase entre elementos, se observó que cada uno de los modos se transmitía de diferente forma dentro de la guía. Además usar como elemento unitario ambas ranuras en cruz nos limitaba bastante dicho ajuste.

Por lo tanto se inició un diseño en el que las ranuras longitudinal y transversal ahora no formaban una cruz, si no que se colocaban intercaladas.

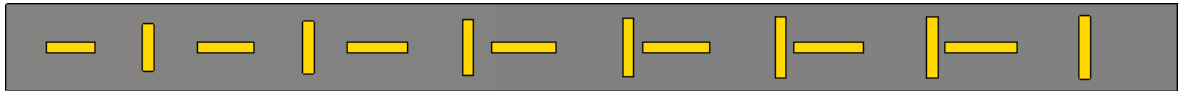


Ilustración 0.14 Diseño con ranuras intercaladas

A priori este método resultaba perfecto, ya que eliminábamos la limitación que introducía tener las ranuras formando una cruz y únicamente poder realizar un desplazamiento de la ranura transversal menor de 0.5mm.

Por ello, en un principio, logramos conseguir un desfase de 90° perfecto entre elementos. En contraposición, como ya dijimos anteriormente, la evolución de los modos a lo largo de la guía era distinta para cada uno, ya que las distancias requeridas para conseguir 90° en el modo TE₁₀ eran menores que para el TE₀₁. Esta diferencia se tradujo, a partir del elemento 9 aproximadamente, que para conseguir el desfase deseado en la ranura transversal, teníamos que volver al diseño en cruz durante 2 o tres elementos, lo cual introducía bastantes diferencias de fases.

Es por ello que este método queda abierto para posibles líneas de investigación, ya que la fase es factor más influyente en el diagrama de radiación que nos impide conseguir un diagrama real muy similar al teórico.